



Universidad
Carlos III de Madrid

PFC: DESARROLLO Y PUESTA EN MARCHA DE UN INVERSOR TRIFÁSICO MEDIANTE LA DSP TMS320F2812 DE TEXAS INSTRUMENTS

ALUMNO: ANA RAMOS MARTÍN

TUTOR: CARLOS ÁLVAREZ ORTEGA

I.T.I. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

30/09/2010



ÍNDICE

Índice	1
Índice de ilustraciones:	3
1 Introducción	5
1.1 Objetivos del proyecto	5
1.2 Aplicaciones del inversor	6
1.2.1 Características del STATCOM	9
1.2.2 Funcionamiento del STATCOM	12
2 Modelo matemático del inversor	14
2.1 Introducción	14
2.2 Modelado	15
2.2.1 Interruptores	15
2.3 Modelo promediado	18
2.4 Transformación de coordenadas	21
2.5 Obtención de parámetros en el punto de equilibrio	24
2.6 Modelos en pequeña señal	26
3 Control de corriente	30
3.1 Objetivos	30
3.2 Introducción	30
3.3 Cálculos matemáticos del control	31
3.4 Implementación del circuito de control	33
3.5 Conclusiones	37
4 Simulación	39
4.1 Objetivos	39



4.2	Simulaciones en lazo abierto	39
4.2.1	Circuitos utilizados:	40
4.3	Simulaciones en lazo cerrado	46
4.4	Conclusiones	52
5	Puesta en marcha en el laboratorio	53
5.1	Introducción.....	53
5.2	Circuito del laboratorio.....	53
5.3	Circuitos de MATLAB	59
5.3.1	Frecuencia constante	60
5.3.2	Frecuencia variable	66
6	Conclusiones.....	71
7	Trabajos futuros	73
	Bibliografía	74
	ANEXO: Características de la EZDSP F2812	76
	Hardware.....	76
	Software	77
	Agradecimientos:	79

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES:

Imagen 1.1. Diagrama del STATCOM.	8
Imagen 1.2. Inversor monofásico.....	9
Imagen 1.3. Inversor de tensión.	11
Imagen 1.4. Comportamiento del STATCOM.....	12
Imagen 1.5. Estructura del STATCOM.....	13
Imagen 2.1. Esquema del inversor.....	14
Imagen 2.2. Modelado del transistor como un interruptor.....	15
Imagen 2.3. Topología del inversor. Inductancias sustituidas por sus fuentes equivalentes.	16
Imagen 2.4. Topología del inversor.....	16
Imagen 2.5. Modelo promediado del inversor.	20
Imagen 2.6. Circuito promediado en coordenadas abc.....	20
Imagen 2.7. Representación espacial de ejes dq0.	21
Imagen 2.8. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq.	23
Imagen 2.9. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq.	25
Imagen 2.10. Esquema del circuito según pequeña señal.....	28
Imagen 3.1. Esquema de control estándar.	31
Imagen 3.2. Control de corriente inicial.....	32
Imagen 3.3. Representación de la corriente regulada.....	33
Imagen 3.4. Circuito de control en Simulink.....	34
Imagen 3.5. Representación de la corriente id.....	35
Imagen 3.6. Representación de Dq controlado.	36
Imagen 3.7. Circuito del inversor en PSIM.....	37
Imagen 3.8. Control cruzado.....	38
Imagen 4.1. Inversor representado en PSIM.	40
Imagen 4.2. Circuito con ciclos de trabajo constantes.	41
Imagen 4.3. Ciclo de trabajo Da.	42
Imagen 4.4. Tensión y corriente en la línea AB.....	43
Imagen 4.5. Representación de la tensión de línea y corriente amplificada.....	44

Imagen 4.6. Tensiones de línea.....	44
Imagen 4.7. Corrientes de línea.	45
Imagen 4.8. Potencia suministrada.....	45
Imagen 4.9. Circuito de control en Simulink.....	46
Imagen 4.10. Ciclo de trabajo Da.	47
Imagen 4.11. Tensión y corriente en la línea AB.....	48
Imagen 4.12. Tensión de línea y corriente amplificada.	48
Imagen 4.13. Tensiones de línea.....	49
Imagen 4.14. Corrientes de línea.	50
Imagen 4.15. Potencia suministrada a la carga.	51
Imagen 5.1. Inductancias conectadas en triángulo.	54
Imagen 5.2. Carga resistiva conectada en triángulo.	55
Imagen 5.3. Conjunto de IGBTs, conectores y capacitancias.....	56
Imagen 5.4. DSP f2812.	57
Imagen 5.5. Representación de la ejecución del Code Composer Studio.	58
Imagen 5.6. Fuente de tensión continua.	59
Imagen 5.7. Circuito con ciclos de trabajo constantes.	60
Imagen 5.8. Representación en el osciloscopio de la tensión y la corriente en la resistencia AB.	61
Imagen 5.9. Circuito de control de Simulink.....	62
Imagen 5.10. Tensión y corriente de línea.....	63
Imagen 5.11. Tensión y corriente de línea.....	64
Imagen 5.12. Desfase entre las corrientes de línea.....	65
Imagen 5.13. Circuito generador de ω variable.....	66
Imagen 5.14. Representación de la ω variable resultante.	67
Imagen 5.15. Representación de la frecuencia variable resultante.	67
Imagen 5.16. Circuito generador de ángulo de frecuencia variable.....	68
Imagen 5.17. Circuito generador de sinusoidal de salida con frecuencia variable..	69
Imagen 5.18. Disparos suministrados a los IGBTs.....	70
Imagen ANEXO.1. Interfaz del programa Code Composer Studio.....	78

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Objetivos del proyecto

El objetivo del presente proyecto consiste en llevar a cabo la puesta en marcha del circuito de un inversor trifásico controlado para futuros trabajos en el ámbito de las energías renovables.

Las acciones que se han realizado para la consecución de este objetivo han sido:

- Descripción del modelo matemático.
- Simular con las herramientas de MATLAB y PSIM el funcionamiento del circuito con un posible control de corriente.
- Puesta en marcha en el laboratorio del circuito real con resistencias, IGBT'S, condensadores, bobinas, fuente de tensión continua etc.
- Controlar a través de un circuito en Simulink ese circuito real mediante el Code Composer Studio.
- Por último, estudiar y comparar los resultados obtenidos tanto en la realidad como en la simulación y ajustar el funcionamiento para que estos coincidan y cualquier actividad posterior que se desee realizar con este circuito se haga sobre unas bases de funcionamiento estudiadas, que den garantías de seguridad y comportamiento óptimo.

La topología del inversor estudiado es trifásica en puente completo con carga resistiva conectada en estrella.

Es necesario destacar la importancia del papel desempeñado en la realización del estudio de la eZdsp f2812, tarjeta procesadora de señales digitales, ya que gracias a ella es posible la comunicación entre los programas de MATLAB y PSIM, el tratamiento de la información de tensión y corrientes medidas en el circuito para ser utilizados en el control del inversor, y la generación de señales PWM que permita los disparos de los IGBT'S.

El programa que permite el funcionamiento de la tarjeta de procesado es el Code Composer Studio. El aprendizaje para su empleo y programación han ocupado gran parte del tiempo empleado en la realización de este proyecto.

1.2 Aplicaciones del inversor

La topología del inversor estudiado en este proyecto y otras similares como los rectificadores están de actualidad debido a configuraciones llevadas a cabo en los últimos años.

Los rectificadores PFC (Power Factor Corrected), los APF (Active Power Filters), STATCOM, y los inversores de conexión a la red son elementos indispensables en los sistemas de generación de energía distribuida. Los rectificadores PFC son esenciales para la corrección de la energía reactiva del lado de carga, los Filtros Activos de Potencia pueden ser utilizados para eliminar los armónicos generados por cargas no lineales o por las fuentes de alimentación, los STATCOM se pueden utilizar para controlar el flujo de potencia en la red, mientras que los inversores conectados a red son los elementos clave para conectar las fuentes de energía renovables y la red eléctrica.

En los últimos años, la investigación y las aplicaciones de las configuraciones anteriores utilizando convertidores de fuente de tensión han atraído mucho la atención debido a la actual conciencia mundial sobre el agotamiento de la energía. Se han estudiado varias topologías y métodos de control [1]-[5]. La mayoría de los métodos de control estudiados emplean control DQ y el cálculo en tiempo real, por lo que se necesitan microprocesadores digitales de alta velocidad, gran capacidad para conversión A/D, aunque implique elevado coste y complejidad. Algunas investigaciones se centran en el estudio del One-Cycle como método estandarizado de control PWM en el campo de la electrónica. Funciona como un ordenador analógico y puede controlar la mayoría de los convertidores de energía con circuitos simples y alta fiabilidad [6]-[12]. Si bien los principios de control para las topologías trifásicas mencionadas son los mismos, los

circuitos de implementación difieren en algún grado [1]-[5], lo que puede dar lugar a varios chips de control diferentes para las aplicaciones trifásicas de DG.

De las topologías anteriores la más cercana para llevarla a cabo con el circuito estudiado en este trabajo sería el STATCOM:

Durante varios años, la compensación de potencia reactiva ha tenido la atención tanto en la parte académica como en la parte industrial.

Especialmente, en los últimos años se ha prestado considerable importancia a las configuraciones de compensadores basados en inversores auto conmutados, llamados Compensadores de Potencia Reactiva Avanzados o STATCOM (Static Synchronous Compensator, por sus siglas en inglés).

Después de la aparición de los convertidores electrónicos de alta potencia basados en GTOs, es posible generar o absorber potencia reactiva sin el uso de bancos de capacitores o inductores. Esto condujo al desarrollo y la aplicación de la nueva generación de dispositivos FACTS. El Compensador Estático de Reactivos (SVC) se ha utilizado ampliamente para la regulación del voltaje en sistemas de potencia, mediante el control de la inyección de potencia reactiva.

La evolución del SVC es el STATCOM, que se basa en el principio de que un inversor de voltaje genera un voltaje de AC controlable atrás de la reactancia de dispersión del transformador, de modo que la diferencia de voltaje a través de la reactancia produce intercambio de potencia activa y reactiva entre el STATCOM y la red de transmisión.

El control primario del inversor es tal que se regula el flujo de corriente reactiva a través del STATCOM. Esto es, el controlador se utiliza para operar el inversor de tal manera que el ángulo de fase entre el voltaje del inversor y el voltaje de línea se ajusta dinámicamente, de modo que el STATCOM genera o absorbe potencia reactiva en el punto de conexión [13]. La Imagen 1.1 muestra un diagrama simplificado del STATCOM con una fuente inversora de voltaje, E_1 , y una reactancia de enlace, X_{tie} , conectado a un sistema con un voltaje V_{th} , y una reactancia de Thevenin X_{th} . Cuando el voltaje del inversor es mayor que el voltaje del sistema, el STATCOM ve una reactancia inductiva conectada a sus terminales. Por lo tanto, el sistema ve al STATCOM como una reactancia capacitiva y el

STATCOM se considera operando en un modo capacitivo. Similarmente, cuando el voltaje del sistema es mayor que el del inversor, el sistema ve una reactancia inductiva conectada a sus terminales. Por lo tanto, el STATCOM ve al sistema como una reactancia capacitiva y el STATCOM se considera operando en un modo inductivo.

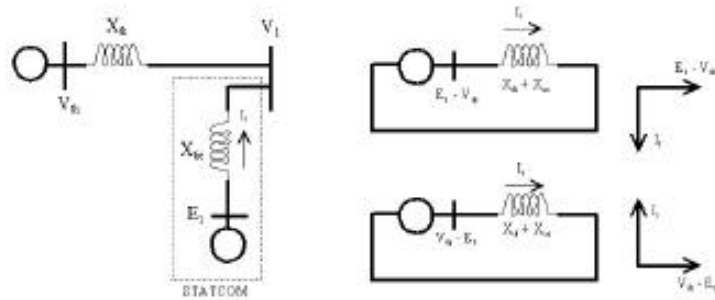


Imagen 1.1. Diagrama del STATCOM.

La Imagen 1.2 muestra un circuito inversor monofásico, referido como un polo, que consiste de una válvula positiva A+, y una válvula negativa, A-. Cuando un polo se conecta a través de una serie de capacitores que se cargan con un voltaje total VDC, y las válvulas se abren y cierran alternadamente, el voltaje de salida, V_{ao} , en el punto medio del polo A con respecto al punto medio, O, del enlace capacitivo es una onda cuadrada que contiene una componente fundamental y todas las componentes armónicas impares. La amplitud de la componente fundamental es $(2/p)VDC$ y la amplitud de la componente armónica impar (n) normalizada respecto a la fundamental es $(1/n)$ donde $n = 2k + 1$ para $k = 1, 2, 3$, etc., [13].

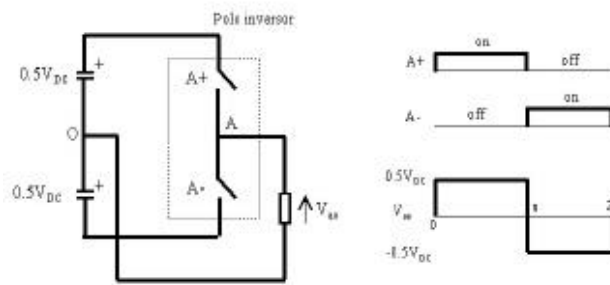


Imagen 1.2. Inversor monofásico.

El STATCOM es pues uno de los dispositivos FACTS que pueden usarse como compensador dinámico en sistemas de potencia, para proporcionar soporte de voltaje y mejorar la estabilidad [14,15]. Así que el STATCOM es un controlador multifuncional, lo que es una característica importante de la nueva generación de controladores FACTS.

1.2.1 Características del STATCOM

El STATCOM de la Imagen1.3 consiste de un inversor de voltaje basado en GTO y un capacitor (C_s) en el lado de DC. La resistencia (R_p) en paralelo con C_s representa las pérdidas en el capacitor. El STATCOM está conectado al sistema a través de un transformador de acoplamiento representado por la inductancia de dispersión (L_s) y la resistencia (R_s) [16].

La característica V-I típica del STATCOM se muestra en la Imagen 1.4 Como puede verse, el STATCOM puede suministrar tanto compensación capacitiva como inductiva, y es capaz de controlar su corriente de salida en su capacidad máxima, independientemente del voltaje del sistema. Esto es, el STATCOM puede proporcionar plena potencia reactiva capacitiva a cualquier voltaje del sistema. La Imagen 1.4 ilustra también que el STATCOM tiene una capacidad transitoria adicional tanto en la región capacitiva como inductiva. La máxima sobrecorriente transitoria en la región capacitiva está determinada por la máxima capacidad de corriente de encendido-apagado de los inversores. En la región inductiva, los inversores son naturalmente conmutados y por lo tanto la capacidad de corriente



transitoria está limitada por la máxima temperatura permisible en la unión de los conmutadores [17].

En la práctica, los semiconductores presentan pérdidas, y por lo tanto, la energía almacenada en el capacitor DC eventualmente se utilizaría para proporcionar las pérdidas internas del inversor, disminuyendo el voltaje del capacitor. Sin embargo, cuando el STATCOM se utiliza para generación de potencia reactiva, el inversor mismo puede mantener cargado el capacitor en el nivel requerido de voltaje. Esto se logra haciendo que el voltaje de salida del inversor atrase al voltaje del sistema en un pequeño ángulo (generalmente en el rango de 0.1° a 0.2°). De ésta manera el inversor absorbe una pequeña cantidad de potencia real del sistema para proporcionar las pérdidas internas, y mantener el voltaje del capacitor en el nivel deseado. El mismo mecanismo puede utilizarse para incrementar o disminuir el voltaje del capacitor, y con eso la amplitud del voltaje de salida del inversor, con el propósito de controlar la generación o absorción de reactivos.

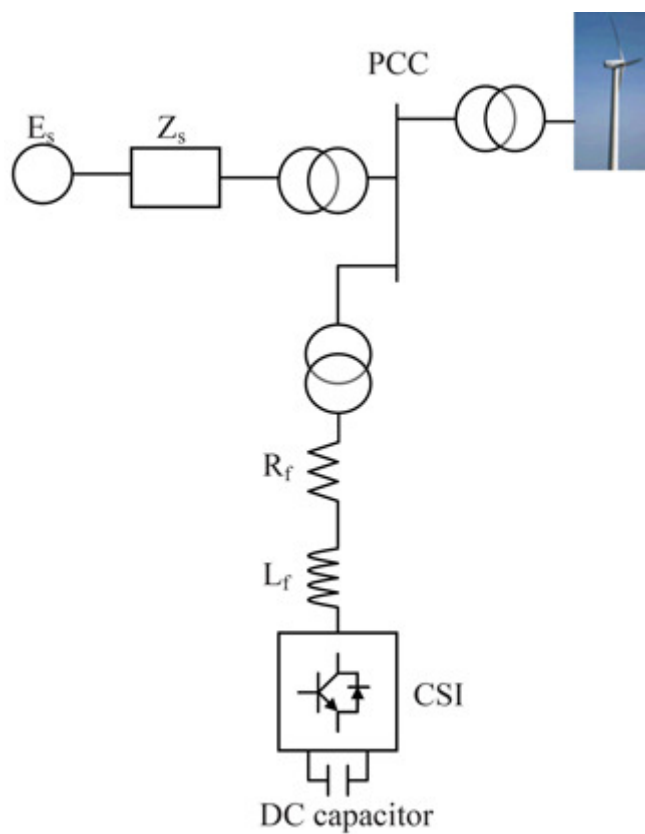


Imagen 1.3. Inversor de tensión.

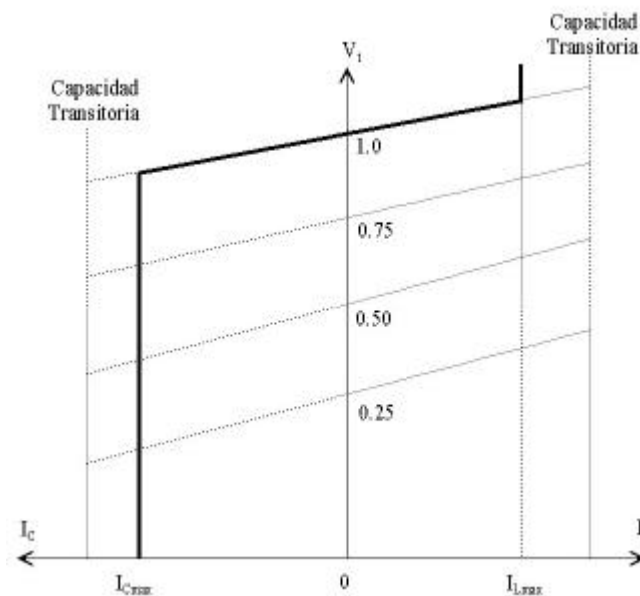


Imagen 1.4. Comportamiento del STATCOM.

1.2.2 Funcionamiento del STATCOM

Un compensador estático síncrono (STATCOM) es un convertidor de estado sólido que se conecta en derivación, capaz de generar o absorber de forma controlada tanto potencia reactiva como potencia activa.

El STATCOM es análogo a una máquina síncrona ideal que genera un conjunto de voltajes balanceados a frecuencia fundamental, con amplitud y ángulo controlable. Esta máquina ideal no tiene inercia y su respuesta es prácticamente instantánea. En la Imagen 1.5 se muestra la estructura básica de un STATCOM (a esta configuración se la denomina VSI de 6 pulsos).

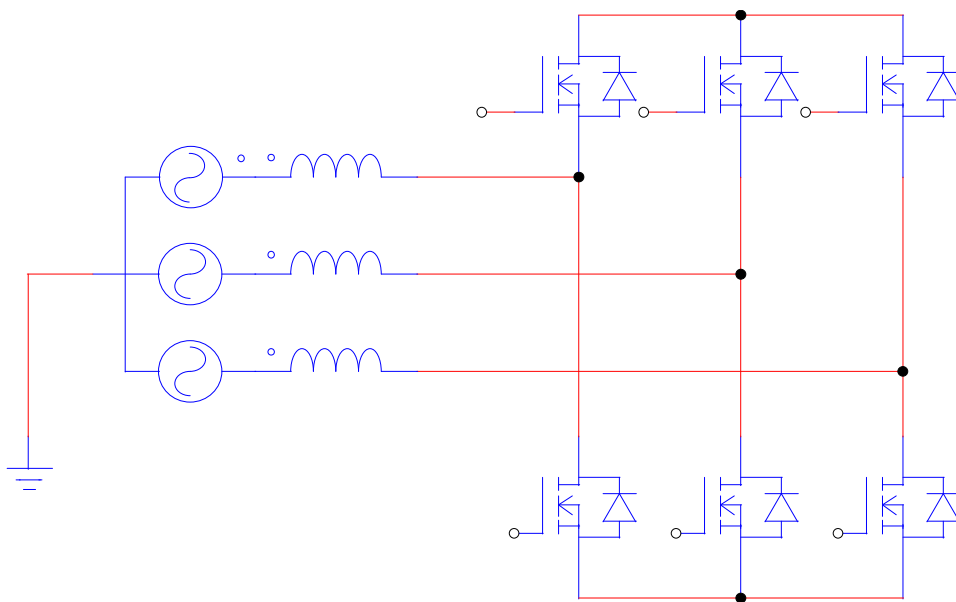


Imagen 1.5. Estructura del STATCOM.

El intercambio de potencia reactiva entre el compensador y el sistema de AC se logra variando la amplitud del voltaje del compensador. Si la amplitud del voltaje de compensadores superior al voltaje del nodo de AC entonces la corriente fluirá del compensador al sistema de potencia. En éste caso el compensador se comporta como un capacitor inyectando potencia reactiva al sistema de potencia. Si la amplitud de voltaje en nodo de AC es mayor al voltaje del compensador entonces la corriente fluirá del sistema de potencia al compensador, comportándose así como un inductor, esto es, consumiendo reactivos. Si los niveles de voltaje son iguales entre sí entonces no existe intercambio de potencia reactiva.

Similarmemente el intercambio de potencia activa entre el compensador y el sistema de AC se logra controlando el ángulo del voltaje del compensador respecto al ángulo del voltaje en el nodo de AC. Si éste ángulo es igual entre ambos no hay intercambio de potencia activa, sólo reactiva. Considere dos máquinas (desprecie el transitorio electromecánico) en donde se instala un compensador ideal entre ellos dos. El compensador se representa por una fuente sinusoidal de frecuencia fundamental.

2 MODELO MATEMÁTICO DEL INVERSOR

2.1 Introducción

Se estudia el inversor trifásico y se propone un modelo de control en ejes dq0. El resultado será validado mediante simulaciones en combinación de PSIM y MATLAB.

En la Imagen 2.1 se muestra la topología del inversor en estudio:

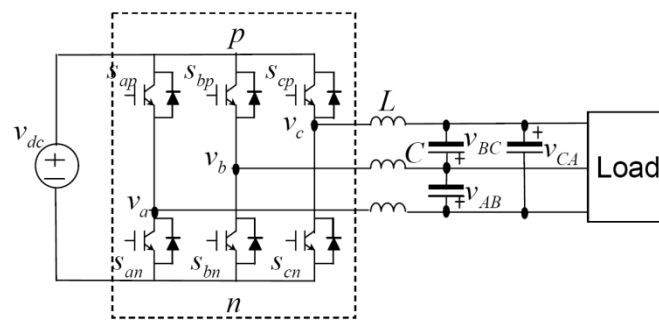


Imagen 2.1. Esquema del inversor.

Consta de una fuente de continua, un puente de transistores IGBT's, una inductancia trifásica en serie, y la carga trifásica con un banco de condensadores en triángulo. La resistencia de la línea de alterna así como la resistencia de la inductancia se consideran despreciables frente a la propia inductancia. Los condensadores en paralelo con la carga mejoran la tensión que recibe la carga, modelada por una resistencia. El lado positivo del inversor está marcado con la letra **p**, el negativo con la **n**.

2.2 Modelado

2.2.1 Interruptores

En el caso de estudio, los transistores funcionan como interruptores (Imagen 2.2) cuyo control permitirá el funcionamiento del inversor.

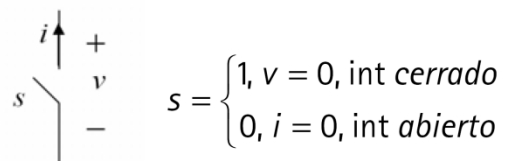


Imagen 2.2. Modelado del transistor como un interruptor.

Hay dos interruptores por fase. Al modelarlos hay que tener en cuenta que será necesario que funcionen de manera complementaria ya que en caso de que los dos estén cerrados provocarán un corto (unión de dos puntos a distinta tensión), y además las inductancias no pueden quedar en circuito abierto. Con estas restricciones es posible establecer unas reglas de funcionamiento para los interruptores.

Las combinaciones permitidas, se comportan según la siguiente ecuación:

$$s_{ip} + s_{in} = 1 \text{ donde } i \in \{a, b, c\}$$

Como se observa en la Imagen 2.3 el condensador de la entrada se comporta como una fuente de tensión y las inductancias como fuentes de corriente.

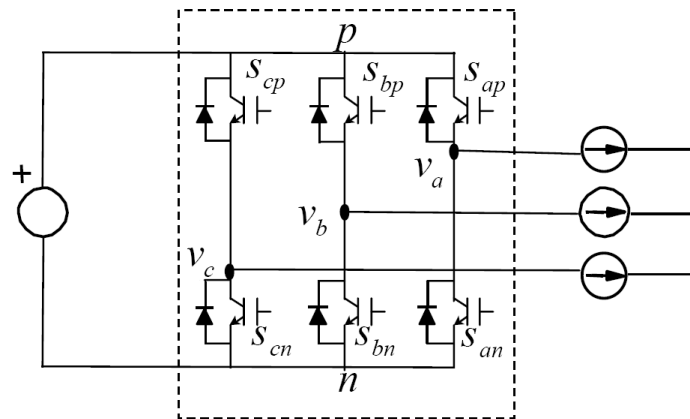


Imagen 2.3. Topología del inversor. Inductancias sustituidas por sus fuentes equivalentes.

Volviendo al circuito original:

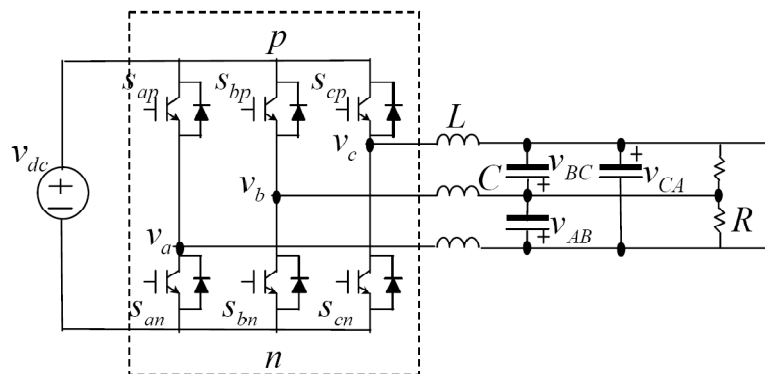


Imagen 2.4. Topología del inversor.

Se resuelve dicho circuito aplicando las leyes de Kirchoff, teniendo en cuenta las caídas de tensión en cada componente o la corriente que circula a través de él, de lo cual obtenemos las ecuaciones siguientes.

Para la parte de alterna:

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - v_b \\ v_b - v_c \\ v_c - v_a \end{bmatrix} = 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}, \text{ luego:}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}$$

Para la parte de continua:

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R}, \text{ luego: } \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{v_{dc}}{RC}$$

Teniendo en cuenta que:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a - s_b \\ s_b - s_c \\ s_c - s_a \end{bmatrix} \cdot v_{dc} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix};$$

$$\vec{s}_{l-l} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix}; \quad \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} = 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix}; \quad \frac{di_{fase}}{dt} = \frac{1}{3L} [\vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} \quad \vec{v}_{L-L}]$$

Tras lo cual se pueden reescribir las ecuaciones de continua y alterna:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\vec{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} \\ \frac{d\vec{v}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{l-l} - \frac{1}{RC} \vec{v}_{L-L} \\ i_{dc} = \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l} \end{array} \right. \quad \text{promediando} \quad \Rightarrow \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{\vec{i}}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \bar{\vec{d}}_{l-l} \cdot \bar{v}_{dc} - \frac{1}{3L} \bar{\vec{v}}_{L-L} \\ \frac{d\bar{\vec{v}}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{\vec{i}}_{l-l} - \frac{1}{RC} \bar{\vec{v}}_{L-L} \\ i_{dc} = \bar{\vec{d}}_{l-l}^T \cdot \bar{\vec{i}}_{l-l} \end{array} \right.$$

Donde se ha tenido en cuenta que se cumple: $\begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}$

Y que se han definido las magnitudes de línea de la siguiente manera:

$$\vec{v}_{L-L} = \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix}; \quad \vec{v}_{l-l} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}; \quad \vec{i}_{l-l} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}; \quad \vec{s}_{l-l} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix}$$

En cuanto a las posibles combinaciones de disparos, se puede establecer la siguiente tabla en función del circuito de la Tabla 2.1

Tabla 2.1. Combinación de disparos.

s_a	s_b	s_c	$s_a - s_b$	$s_b - s_c$	$s_c - s_a$	i_{dc}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-1	1	i_c	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
0	1	0	-1	1	0	i_b	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	-1	0	1	$i_b + i_c$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
1	0	0	1	0	-1	i_a	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	0	1	1	-1	0	$i_a + i_c$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	0	0	1	-1	$i_a + i_b$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	1	0	0	0	$i_a + i_b + i_c$	0	0	0

De lo anterior se puede comprobar las relaciones:

$$\vec{v}_{l-l} = \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} \text{ y } i_{dc} = \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l}$$

2.3 Modelo promediado

Ciclo de trabajo del interruptor:

$$d_a = \bar{s}_{ap}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ap}(\tau) d\tau$$

Ciclo de trabajo de una rama (interruptor p e interruptor n):

$$d_a = d_{ap} = 1 - d_{an}$$

Ciclo de trabajo línea a línea:

$$d_{ab} = \bar{s}_{ab}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ab}(\tau) d\tau = d_a - d_b$$

Media de términos cuadráticos:

$$v_{ab} = s_{ab} \cdot v_{dc}$$

$$\bar{v}_{ab} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ab}(\tau) \cdot v_{dc}(\tau) d\tau \approx \bar{s}_{ab} \cdot \bar{v}_{dc} = d_{ab} \cdot \bar{v}_{dc} \text{ donde } v_{dc} \text{ se asume constante.}$$

Y con esto, a partir de las ecuaciones anteriores

$$\frac{d\vec{l}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} - \frac{1}{3L} \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc}$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{l}_{l-l} - \frac{v_{dc}}{RC}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\vec{l}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} - \frac{1}{3L} \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{l}_{l-l} - \frac{v_{dc}}{RC} \end{array} \right. \text{ se tiene que } \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{d\vec{l}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} - \frac{1}{3L} \vec{d}_{l-l} \cdot \vec{v}_{dc} \\ \frac{d\bar{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{d}_{l-l}^T \cdot \vec{l}_{l-l} - \frac{\bar{v}_{dc}}{RC} \end{array} \right.$$

$$\text{Donde } \vec{d}_{l-l} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix}$$

Modelo promediado del circuito, obtenido según todas las relaciones anteriores:

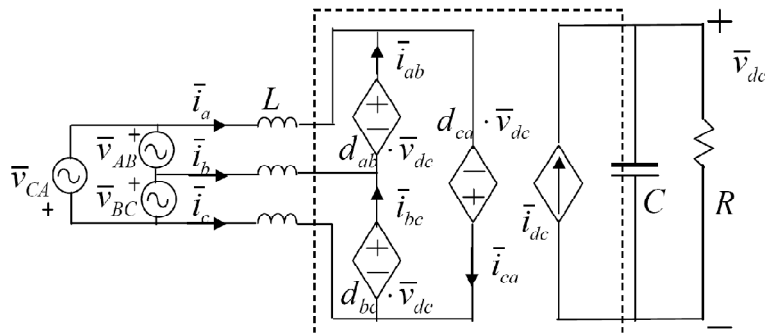


Imagen 2.5. Modelo promediado del inversor.

Este circuito se puede redistribuir como sigue:

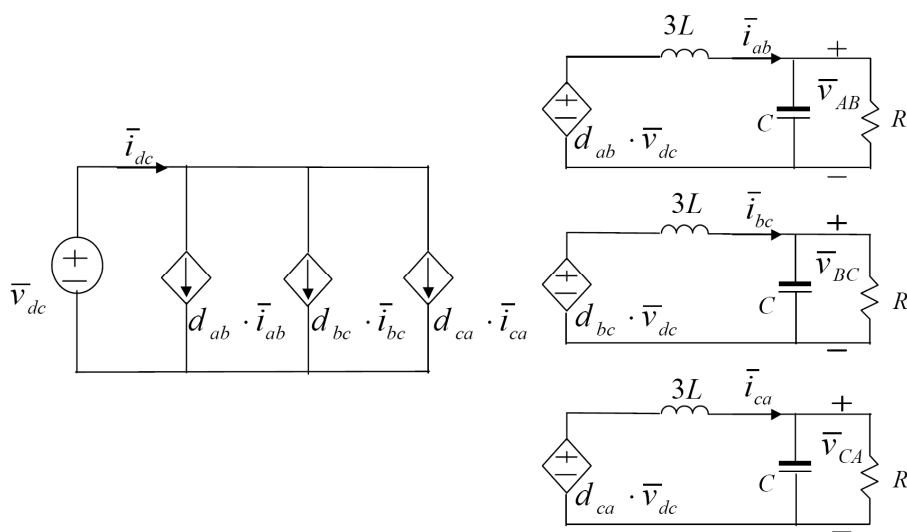


Imagen 2.6. Circuito promediado en coordenadas abc.

Las tensiones y corrientes de estado estacionario son sinusoidales si la tensión de entrada es constante y los ciclos de trabajo son sinusoides trifásicas equilibradas.

Es difícil definir un modelo en pequeña señal ya que definir el punto de operación resulta complicado. Se procede a la transformación de coordenadas.

2.4 Transformación de coordenadas

A partir de la matriz de transformación a coordenadas de ejes giratorios dq0 abajo representada, obtendremos los parámetros equivalentes a las tensiones de línea y corrientes de fase en coordenadas abc, que nos proporcionarán las variables D_d y D_q .

Primeramente se define el sistema de coordenadas a utilizar. En este caso, el sistema que se ha utilizado es el siguiente:

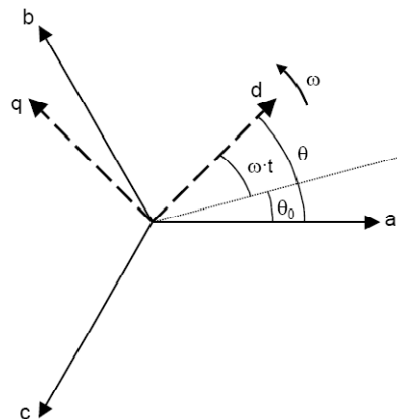


Imagen 2.7. Representación espacial de ejes dq0.

El valor de dichas variables corresponde a los ciclos de trabajo en el punto de equilibrio

La matriz de transformación es:

$$T_{dq0/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \omega t & -\sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

donde $\omega = 2\pi f$, siendo f la frecuencia de la línea que en el caso de estudio será 50hz.

Para el caso del inversor, a partir de las ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \bar{d}_{l-l} \cdot \bar{v}_{dc} - \frac{1}{3L} \bar{v}_{L-L} \\ \frac{d\bar{v}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{l-l} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{L-L} \\ i_{dc} = \bar{d}_{l-l}^T \cdot \bar{i}_{l-l} \end{cases} \quad ; \text{ y sabiendo que } X_{abc} = T^{-1} X_{dq0}$$

se llega a:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \bar{d}_{l-l} \cdot \bar{v}_{dc} - \frac{1}{3L} \bar{v}_{L-L} \\ \frac{d\bar{v}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{l-l} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{L-L} \\ i_{dc} = \bar{d}_{l-l}^T \cdot \bar{i}_{l-l} \end{cases} \xrightarrow{\text{transf.}} \begin{cases} \frac{d\bar{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{3L} \bar{d}_{dq0} \cdot \bar{v}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{i}_{dq0} - \frac{1}{3L} \bar{v}_{dq0} \\ \frac{d\bar{v}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{dq0} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{v}_{dq0} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{dq0} \\ i_{dc} = \bar{d}_{dq0}^T \cdot \bar{i}_{dq0} \end{cases}$$

En cuanto a la componente cero del sistema, sabiendo que en sistemas equilibrados:

$$\bar{v}_{AB} + \bar{v}_{BC} + \bar{v}_{CA} \equiv 0; \bar{i}_{AB} + \bar{i}_{BC} + \bar{i}_{CA} \equiv 0; \bar{d}_{AB} + \bar{d}_{BC} + \bar{d}_{CA} \equiv 0$$

entonces:

$$x_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos wt & \cos\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin wt & -\sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \rightarrow x_0 = 0$$

luego la componente cero puede ser omitida. Así el sistema resulta:

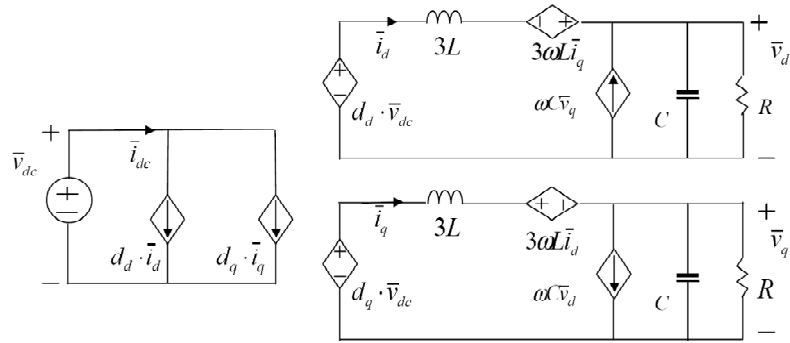


Imagen 2.8. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq.

al igual que las ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_{dq}}{dt} = \frac{1}{3L} \bar{d}_{dq} \cdot \bar{v}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \bar{i}_{dq} - \frac{1}{3L} \bar{v}_{dq} \\ \frac{d\bar{v}_{dq}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{dq} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \bar{v}_{dq} - \frac{1}{RC} \bar{v}_{dq} \\ i_{dc} = \bar{d}_{dq}^T \cdot \bar{i}_{dq} \end{cases}$$

y las ecuaciones finalmente:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{d}_d \\ \bar{d}_q \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \\ i_{dc} = \begin{bmatrix} \bar{d}_d & \bar{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \end{cases}$$

Se elegirán como variables de estado las corrientes en las bobinas y la tensión en las resistencias.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos wt & \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) & \cos(wt + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin wt & -\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix}$$

Del cálculo de la matriz anterior se obtiene el valor V_d que va a ser necesario en las ecuaciones posteriores:

$$v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{AB_p} \cos^2 wt + v_{BC_p} \cos^2 \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) + v_{CA_p} \cos^2 \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

donde v_{AB_p} , v_{BC_p} Y v_{CA_p} son valores máximos.

Teniendo en cuenta que $v_{AB_p} = v_{BC_p} = v_{CA_p} \Rightarrow v_d = 1.225 \cdot v_{AB_p}$

En el caso de estudio se desea una $v_{AB_p} = 30V$ por lo que el valor de v_d será 36.75V.

2.5 Obtención de parámetros en el punto de equilibrio

Los parámetros, en el punto de equilibrio son:

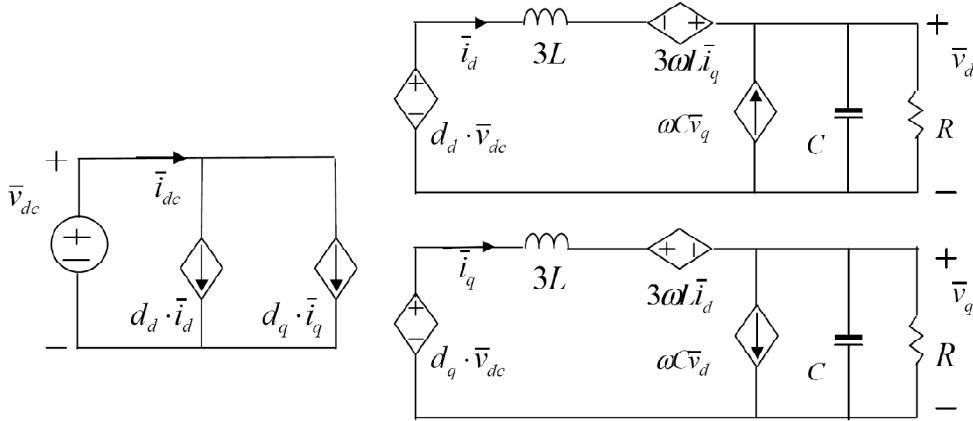


Imagen 2.9. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq.

Tras la transformación en coordenadas dq y la resolución de los circuitos monofásicos resultantes, finalmente se obtienen las ecuaciones en el punto de equilibrio:

Ciclos de trabajo en el lado de continua:

- $D_d I_d + D_q I_q = I_{dc}$

Corrientes en el lado de alterna:

- $I_d + \omega C V_q = \frac{V_d}{R} \Rightarrow I_d = \frac{V_d}{R} - \omega C V_q$
- $I_q - \omega C V_d = \frac{V_q}{R} \Rightarrow I_q = \frac{V_q}{R} + \omega C V_d$

Valor de los ciclos de trabajo en el punto de equilibrio:

- $D_d V_{dc} + 3\omega L I_q = V_d \Rightarrow D_d = \frac{V_d - 3\omega L I_q}{V_{dc}}$
- $D_q V_{dc} - 3\omega L I_d = V_q \Rightarrow D_q = \frac{V_q + 3\omega L I_d}{V_{dc}}$

Se puede suponer una salida equilibrada en tensiones, con lo cual, $V_q=0$. Así:

$$I_d = \frac{V_d}{R}$$

$$I_q = \omega C V_d$$

$$D_d = \frac{V_d - 3\omega L I_q}{V_{dc}}$$

$$D_q = \frac{3\omega L I_d}{V_{dc}}$$

Teniendo en cuenta que en el caso de estudio se utilizan tanto en simulación como en la realidad $R=30\Omega$, $C=30\mu F$, $L=20mH$, $V_{dc}=60V$ y v_d ya se calculó anteriormente de modo que el valor de los ciclos de trabajo en punto de equilibrio es:

$$I_d = 1.225A \quad I_q = 0.346A \quad D_d = 0.5038 \quad D_q = 0.3848$$

2.6 Modelos en pequeña señal

Se debe linealizar el modelo para, posteriormente, perturbarlo. Así se obtendrán las funciones de transferencia para poder establecer los criterios de selección del regulador y finalmente el control del sistema completo.

Partiendo de:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{d}_d \\ \bar{d}_q \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \\ i_{dc} = \begin{bmatrix} \bar{d}_d & \bar{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \end{cases}$$

Linealizando y perturbando se llega a:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \tilde{i}_{dc} = \begin{bmatrix} D_d & D_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{d}_d & \tilde{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \end{cases}$$

se supone $\tilde{v}_{dc} = 0$:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \tilde{i}_{dc} = \begin{bmatrix} D_d & D_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{d}_d & \tilde{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \end{cases}$$

Expresado en variables de estado:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix}}_{\dot{\tilde{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{3L} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix}}_{\tilde{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{3L} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{3L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \end{bmatrix}}_u$$

Donde las variables de estado son las corrientes en las bobinas y las tensiones en el condensador, expresadas en ejes dq.

Con ello, el modelo en pequeña señal es:

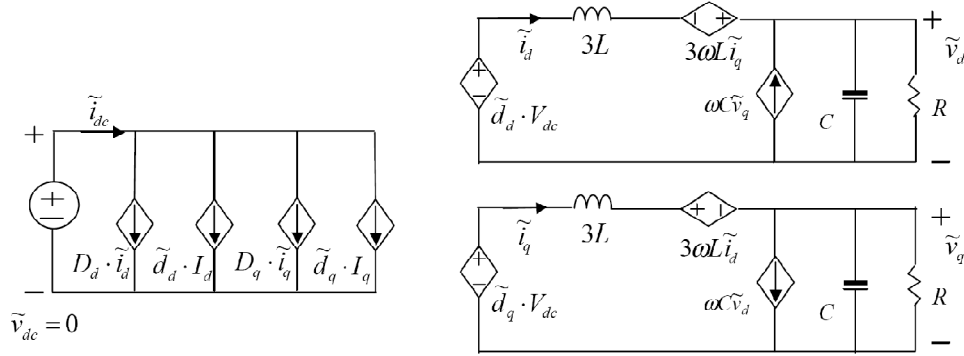


Imagen 2.10. Esquema del circuito según pequeña señal.

Estas ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \tilde{i}_{dc} = [D_d \quad D_q] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + [\tilde{d}_d \quad \tilde{d}_q] \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \end{cases}$$

en el dominio de Laplace, se pueden reescribir según:

$$\begin{cases} s\tilde{i}_d = \frac{V_{dc}}{3L} \tilde{d}_d + \omega\tilde{i}_q - \frac{1}{3L} \tilde{v}_d \\ s\tilde{i}_q = \frac{V_{dc}}{3L} \tilde{d}_q - \omega\tilde{i}_d - \frac{1}{3L} \tilde{v}_q \\ s\tilde{v}_d = \frac{1}{C} \tilde{i}_d + \omega\tilde{v}_d - \frac{1}{RC} \tilde{v}_d \\ s\tilde{v}_q = \frac{1}{C} \tilde{i}_q - \omega\tilde{v}_q - \frac{1}{RC} \tilde{v}_q \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} s\tilde{i}_d = \frac{V_{dc}}{3L} \tilde{d}_d + \omega\tilde{i}_q - \frac{1}{3L} \tilde{v}_d \\ s\tilde{i}_q = \frac{V_{dc}}{3L} \tilde{d}_q - \omega\tilde{i}_d - \frac{1}{3L} \tilde{v}_q \\ \left(\frac{1}{R} + C(s - \omega) \right) \tilde{v}_d = \tilde{i}_d \\ \left(\frac{1}{R} + C(s + \omega) \right) \tilde{v}_q = \tilde{i}_q \end{cases}$$

$$\tilde{i}_{dc} = D_d \tilde{i}_d + D_q \tilde{i}_q + I_d \tilde{d}_d + I_q \tilde{d}_q$$

Se busca la obtención de las funciones de transferencia que relacionen $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{v}_d$ y \tilde{v}_q con \tilde{d}_d y \tilde{d}_q .

Mediante las operaciones oportunas se llega a la obtención de la función de transferencia buscada:

$$\frac{\tilde{i}_d}{\tilde{d}_d} = - \frac{RCV_{dc}s^3 + (RI_d D_d + V_{dc})s^2 + \left(RI_d D_q + \frac{V_{dc} D_d^2}{3L}\right)s}{(3RLCs^4 + 3Ls^3 + (3RLC\omega^2 + D_q^2 + RD_d^2)s^2 + (3L\omega^2 + RD_d D_q - RD_q D_d \omega)s + D_q^2 \omega^2 - RD_q^2 \omega)}$$

Del mismo modo se procede para obtener $\frac{\tilde{i}_q}{\tilde{d}_q}$, resultando:

$$\frac{\tilde{i}_q}{\tilde{d}_q} = \frac{-(\omega V_{dc} RC + RI_q D_d)s - R\omega I_q D_q + \frac{RV_{dc} D_d D_q}{3L} - \omega V_{dc}}{3RLCs^3 + 3Ls^2 + R(D_d^2 + D_q^2 + 3LC\omega^2)s + 3L\omega^2}$$

Procediendo de la misma forma también obtenemos:

$$\frac{\tilde{i}_q}{\tilde{d}_d} = \frac{(\omega RCV_{dc} - RI_d D_q)s + \omega RI_d D_d + \frac{RV_{dc} D_d D_q}{3L} + \omega V_{dc}}{3LRCs^3 + 3Ls^2 + R(D_d^2 - D_q^2 + 3\omega^2 LC)s + 3\omega^2 L}$$

$$\frac{\tilde{i}_q}{\tilde{d}_q} = - \frac{CRV_{dc}s^2 + (RI_q D_q + V_{dc})s + \frac{RV_{dc} D_d^2}{3L} - RI_q \omega D_d}{3LCRs^3 + 3Ls^2 + (RD_d^2 + RD_q^2 + 3\omega^2 LCR)s + 3\omega^2 L}$$

Las funciones de transferencia antes calculadas servirán para el diseño del control del inversor explicado detalladamente en el próximo capítulo.

3 CONTROL DE CORRIENTE

3.1 Objetivos

La finalidad del capítulo consiste en diseñar un control de corriente que permita dar seguridad al sistema en caso de que sucedan cambios inesperados en corriente debido a incrementos o caídas de tensión. Se considera necesario en el funcionamiento de cualquier sistema electrónico la existencia de algún tipo de control que garantice su correcto funcionamiento aunque existan perturbaciones externas que puedan influir en componentes o magnitudes de tensión y corriente.

Al inicio de este estudio se evaluaron distintas posibilidades de control, desde la utilización de variables de estado, obtención matemática de PID's que controlen cada una de las variables dependientes de la tensión, utilización de programas de MATLAB que calculan los parámetros del PID a partir de la función de transferencia, etc.

La solución presentada en el capítulo corresponde con la opción que proporcionó resultados más satisfactorios.

3.2 Introducción

Tras evaluar las posibles maneras de diseñar el control se decide llevar a cabo una de las más sencillas que consista en la implementación de un regulador PID que mediante una corriente de referencia calculada en el punto de tensión deseada a la salida, ajuste el valor de la corriente i_d entre unos valores normalizados que permitan un funcionamiento dentro de unos límites seguros.

Una vez se obtenga el valor normalizado de la corriente, se utilizará para el cálculo de los ciclos de trabajo que se proporcionan al inversor.

Se utiliza la corriente i_d ya que es fácil su cálculo a partir de las medidas de tensión y corriente del circuito, y el valor de ésta variará en caso de que haya un cambio en la tensión de salida o de entrada del inversor.

3.3 Cálculos matemáticos del control

Ya que el objetivo es regular la variable de corriente i_d mediante un PID utilizando una corriente de referencia, se comienza con la implementación de un esquema sencillo que calcule el error entre la variable medida y la de referencia y calcule D_q utilizando la función de transferencia correspondiente:

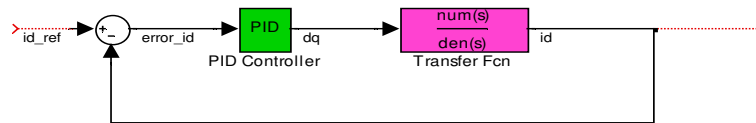


Imagen 3.1. Esquema de control estándar.

La i_d de referencia corresponde a la ideal calculada con las ecuaciones del modelo matemático del inversor:

Teniendo en cuenta que se desea una $V_d=36.75\text{v}$, $C=30\mu\text{F}$, $L=20\text{mH}$, $R=30\Omega$, la $f=50\text{Hz}$ y las ecuaciones son las siguientes

$$I_d = \frac{V_d}{R}$$

$$I_q = \omega C V_d$$

$$D_d = \frac{V_d - 3\omega L I_q}{V_{dc}}$$

$$D_q = \frac{3\omega L I_d}{V_{dc}}$$

Se obtiene el valor de $i_{d_ref}=1.225\text{A}$

Para hallar el contenido del bloque PID se utiliza la función de MATLAB “SISO Tool Design Task” que a partir de la función de transferencia del circuito obtiene el regulador. Para ello se selecciona el tipo de regulador, y una vez obtenidos los parámetros que lo caracterizan, K_p y K_i , se ajustan los tiempos de establecimiento y la sobre oscilación, y automáticamente se recalculan los parámetros quedando finalmente:

$$k_i = -0.08696$$

$$k_p = 0.104$$

La función de transferencia necesaria corresponde a $\frac{i_d}{d_q}$ y los valores de sus parámetros ya se calcularon el apartado de modelado matemático:

$$\frac{i_d}{d_q} = \frac{-220.4s - 77411.04}{54 \cdot 10^{-6}s^3 + 0.06s^2 + 41.25s + 18.85}$$

De modo que el primer modelo para comprobar que el PID funciona será siguiendo el esquema a continuación:

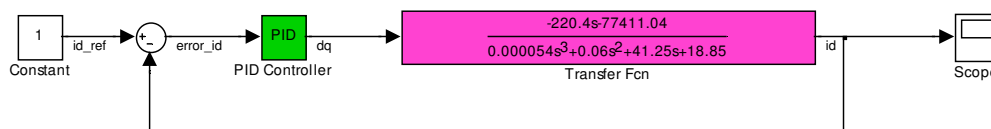


Imagen 3.2. Control de corriente inicial.

En este caso se utiliza 1A como corriente de referencia ya que de este modo se aprecia mejor si el funcionamiento es correcto.

La salida obtenida del control se representa a continuación:

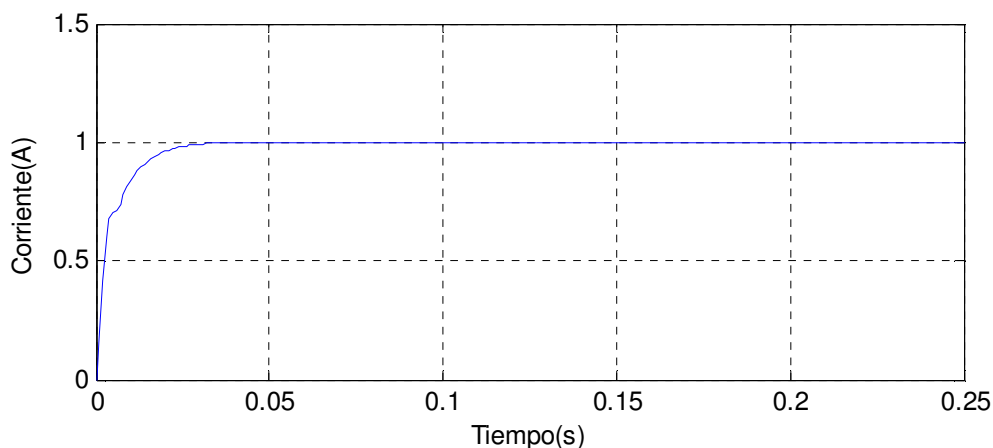


Imagen 3.3. Representación de la corriente regulada.

Como se puede observar el tiempo de estabilización es suficientemente bajo, algo muy recomendable para cualquier control, y es de un rango capaz de conseguirse en la realidad, y el valor deseado se alcanza al 100%.

3.4 Implementación del circuito de control

Después de haber calculado los parámetros del PID, es necesario conectarlo al circuito eléctrico en lugar de a una función de transferencia que lo represente.

Del circuito de PSIM se tomarán las medidas de las tensiones de fase del inversor, y en MATLAB, un bloque que opera la transformada de Park se obtiene de estas tensiones el valor de i_d (que será como si fuera una corriente medida del circuito).

El bloque que implemente el PID en este caso ha de ser un bloque un bloque especial perteneciente a la librería de grupo Texas Instruments para que las variables sean válidas para que el sistema funcione con la DSP 2812 que estamos utilizando. El bloque lleva incorporado el comparador que proporcionará el error de corriente al hacer la

La variable cuya evolución da la información de cual está siendo el comportamiento del control diseñado es la corriente i_d y como se puede ver durante el funcionamiento del circuito, se mantiene dentro de unos valores razonables muy cercanos a 1.225A:

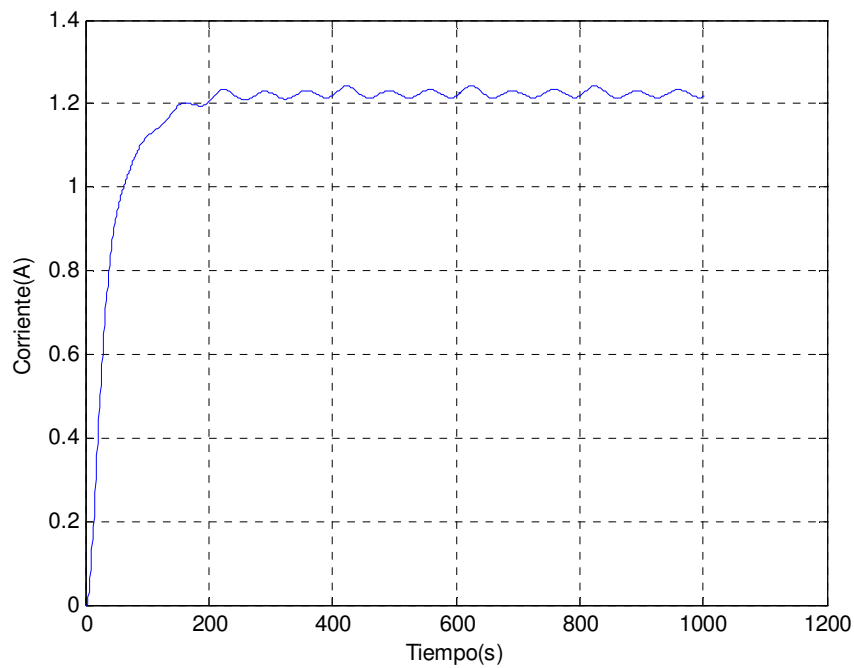


Imagen 3.5. Representación de la corriente i_d .

El valor de D_q se estabiliza en un valor cercano al calculado matemáticamente, ver Imagen 3.6. El valor de D_q hace que el funcionamiento del inversor sea óptimo.

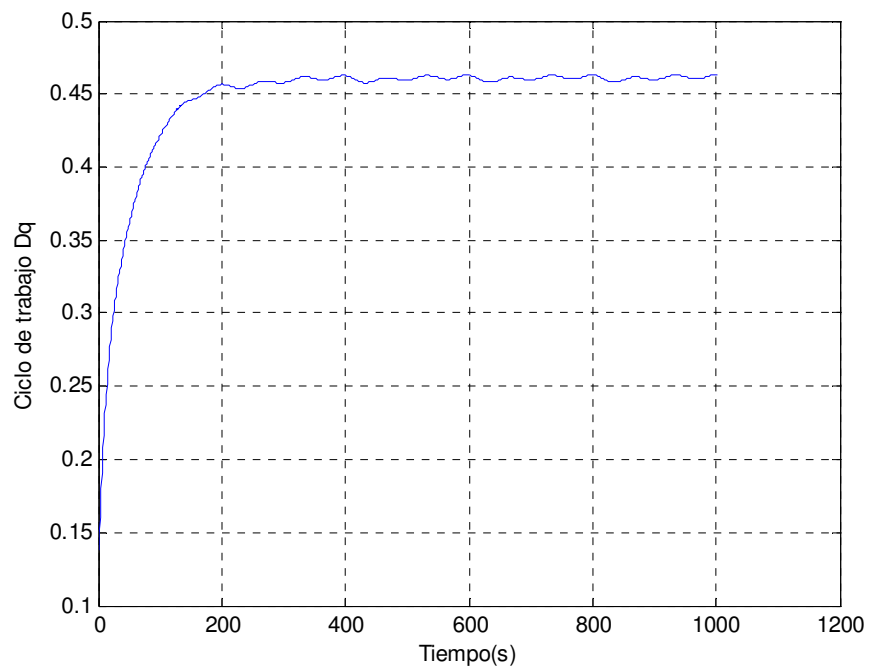


Imagen 3.6. Representación de Dq controlado.

Para esta simulación el valor de D_d será constante y de valor 0.5038.

En PSIM se ha modelado el circuito utilizando para los valores de los componentes los valores reales utilizados en el circuito del laboratorio y el resultado es el siguiente:

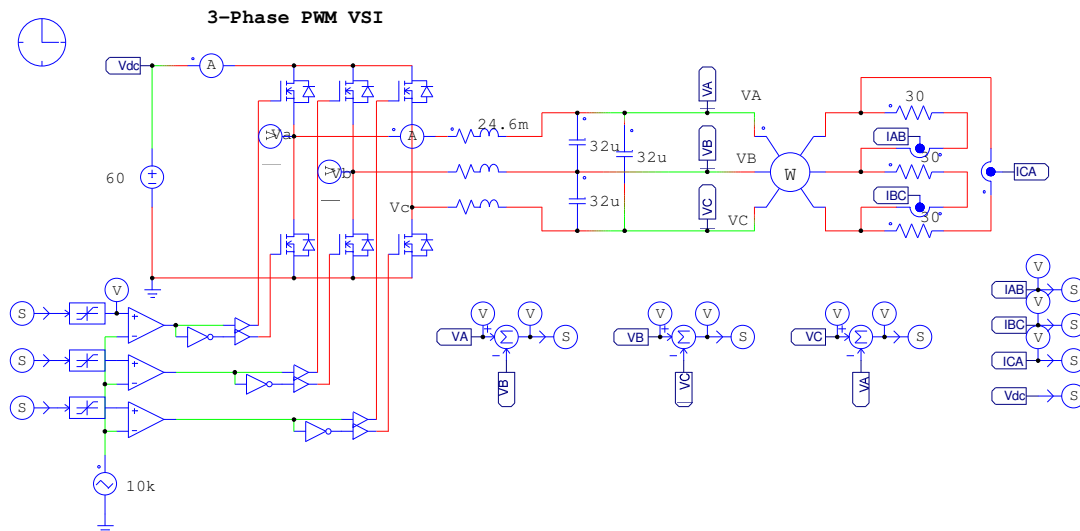


Imagen 3.7. Circuito del inversor en PSIM.

Para transferir la información de las medidas tomadas en PSIM al programa MATLAB se utiliza el bloque SIMCOPLER que permite la comunicación entre ambos programas y la transferencia de información.

3.5 Conclusiones

Las simulaciones obtenidas de la solución adoptada para controlar el sistema, demuestran que la opción, aunque sencilla, y válida para casos poco problemáticos, es óptima ya que los resultados son coincidentes con la tensión de salida del inversor deseada. En caso de que suceda algún cambio en la tensión de entrada del inversor, el valor de la corriente se verá ajustado con el control de MATLAB.

De la experiencia de intentar controlar el sistema haciendo que D_d también dependa de la misma corriente se deduce que será necesario en trabajos futuros implementar un control que tenga reguladores para cada una de las variables, si una variable depende del control de otra se irán arrastrando los errores hasta conseguir que todo se desajuste. Se propone para mejorar el control actual en próximos estudios un control cruzado con el esquema siguiente:

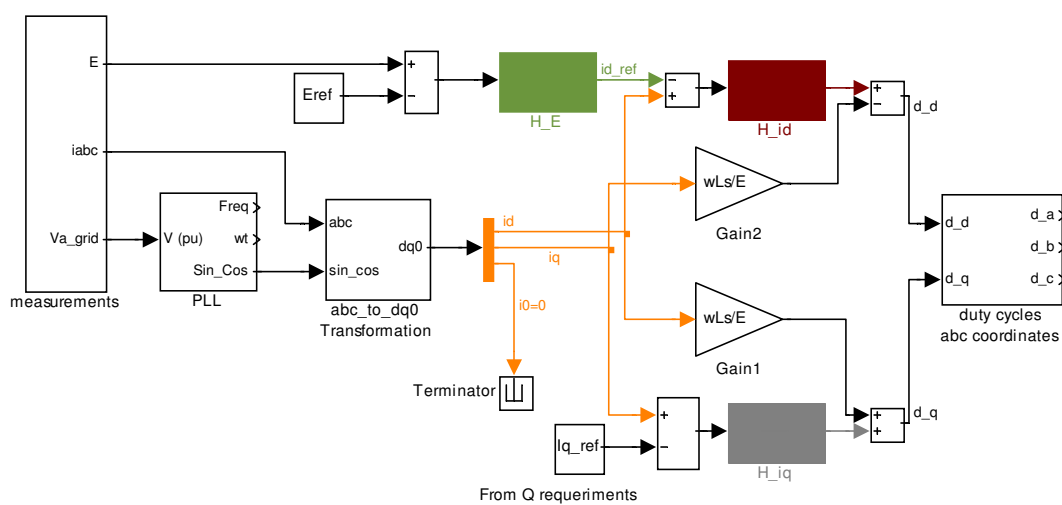


Imagen 3.8. Control cruzado.



4 SIMULACIÓN

4.1 Objetivos

La finalidad del siguiente capítulo pretende mostrar los resultados obtenidos de los circuitos en PSIM y MATLAB que simulan el funcionamiento del inversor real tanto en lazo abierto como en lazo cerrado mediante el control diseñado anteriormente, que han de coincidir lo más cercanamente posible con los cálculos matemáticos realizados.

4.2 Simulaciones en lazo abierto

En este caso en que el sistema carece de control se suministran unos ciclos de trabajo en ejes $dq0$ constantes, calculados matemáticamente según el valor de tensión deseada a la salida y el valor de los componentes utilizados.

4.2.1 Circuitos utilizados:

Representación en PSIM del inversor.

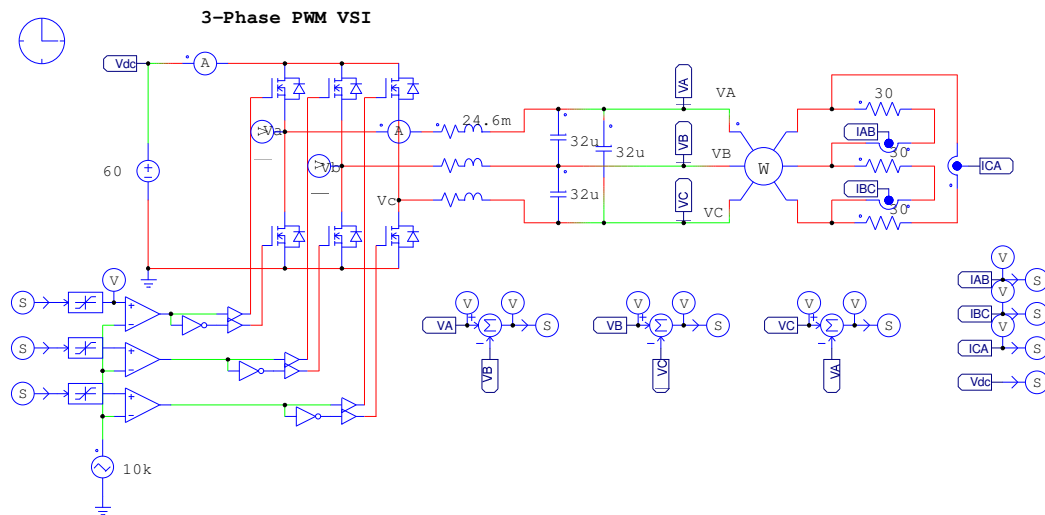


Imagen 4.1. Inversor representado en PSIM.

Circuito de MATLAB que proporciona los ciclos de trabajo constantes al inversor

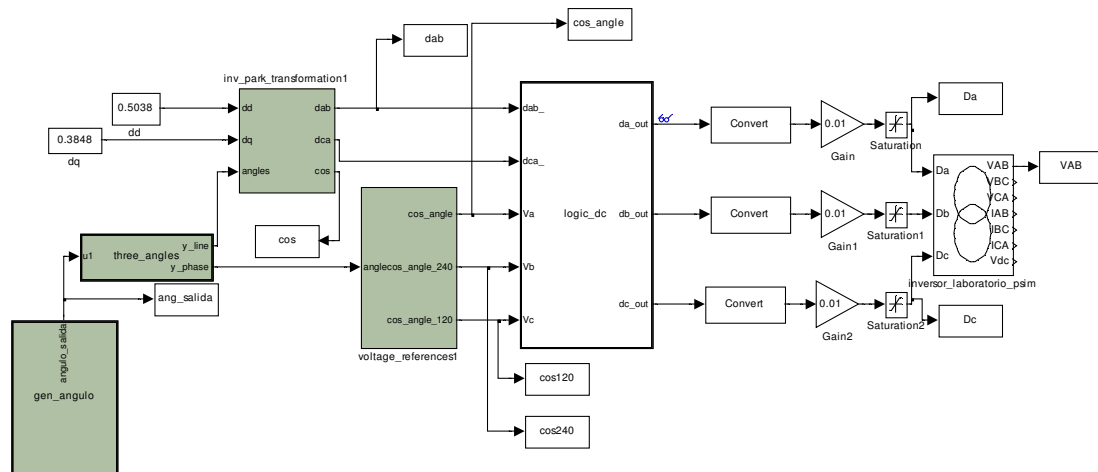


Imagen 4.2. Circuito con ciclos de trabajo constantes.

Resultado obtenido de los ciclos de trabajo proporcionados por el circuito de MATLAB al inversor de PSIM en coordenadas abc:

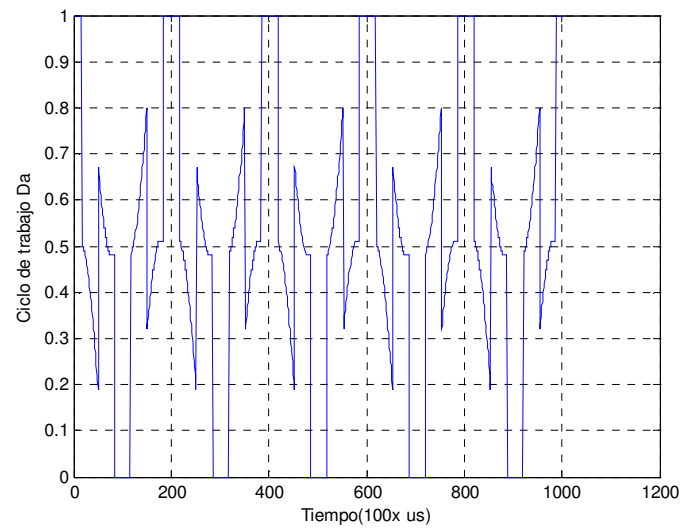


Imagen 4.3. Ciclo de trabajo Da.

Para los ciclos de trabajo Db y Dc se obtienen gráficas similares a la de Da desfasadas 120° entre sí.

Simulación de la corriente y tensión de línea i_{AB} y v_{AB} :

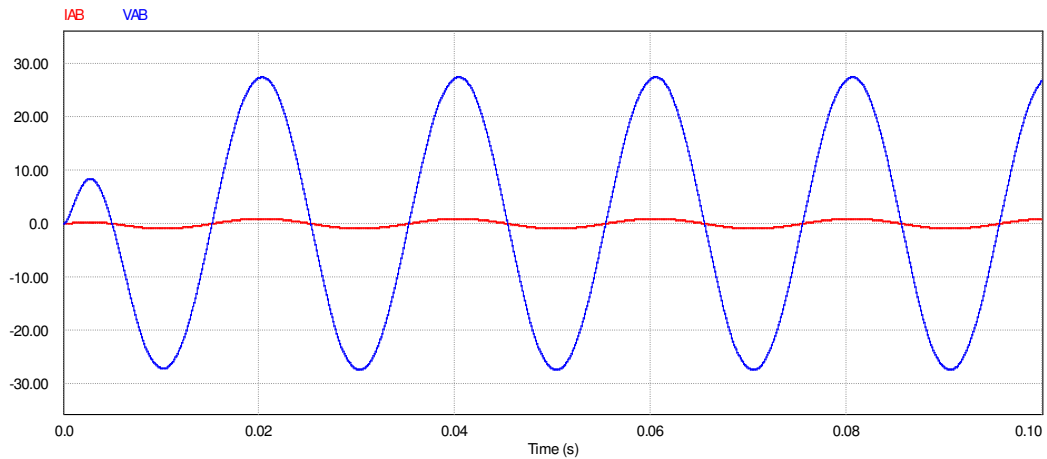


Imagen 4.4. Tensión y corriente en la línea AB.

La tensión en la carga alcanza un valor máximo de 27.5v, algo inferior al deseado de 30v y sobre el que se han realizado los cálculos. Esta pequeña diferencia puede deberse a las pérdidas por efecto Joule en las bobinas que no están siendo consideradas en el modelo matemático.

La corriente alcanza un valor máximo de 0.93A muy similar al deseado de 1A. Parece más cercano que la tensión a su valor ideal debido a su pequeño valor, pero se calcula que su error es proporcionalmente igual que el producido en la tensión de línea.

La tensión y la corriente están en fase por tratarse de una carga resistiva. Se aprecia amplificando la corriente de línea al multiplicarla por el valor de la resistencia y representándola junto a la tensión como se observa en la Imagen 4.5.

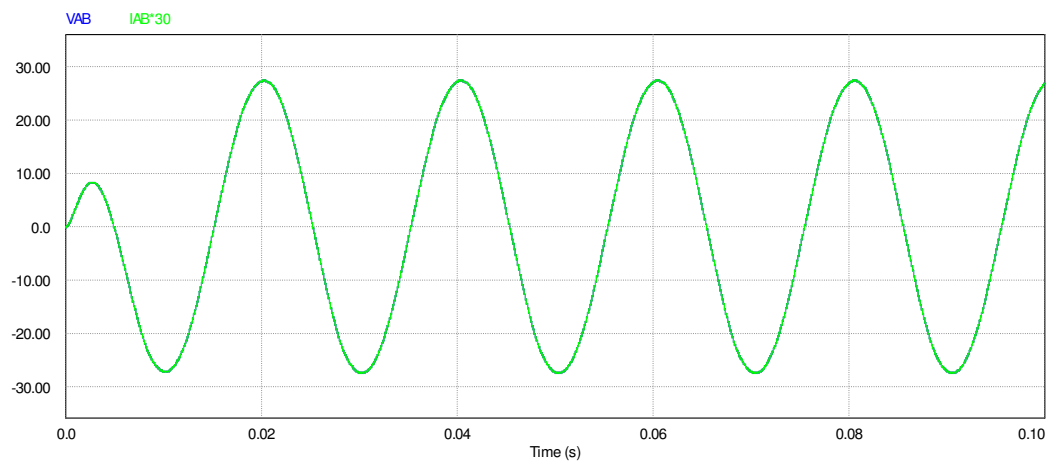


Imagen 4.5. Representación de la tensión de línea y corriente amplificada.

Por ser un sistema trifásico equilibrado, tenemos la misma forma de onda en el resto de fases: v_{BC}, i_{BC} ; v_{CA}, i_{CA}

Con la representación conjunta de las tensiones de línea se comprueba que el sistema resultante es perfectamente trifásico equilibrado:

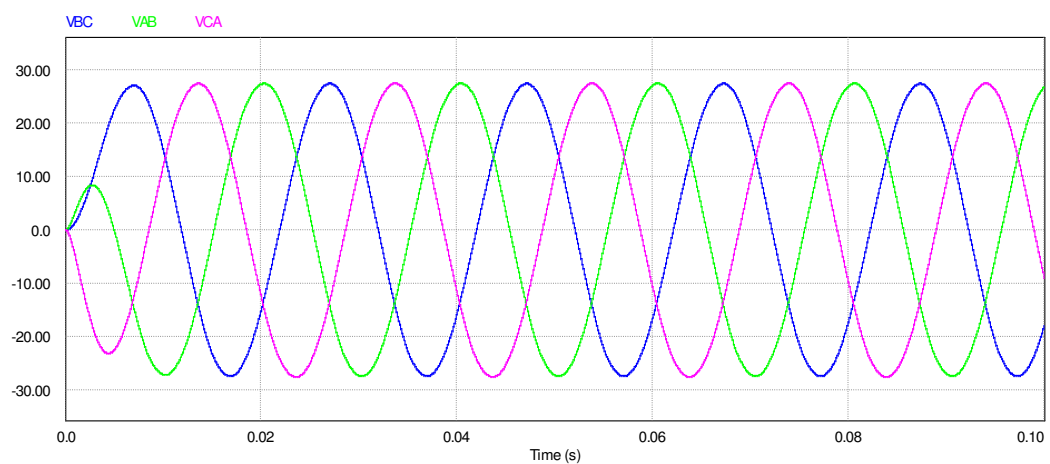


Imagen 4.6. Tensiones de línea.

Representación de las corrientes de línea para observar su desfase de 120° :

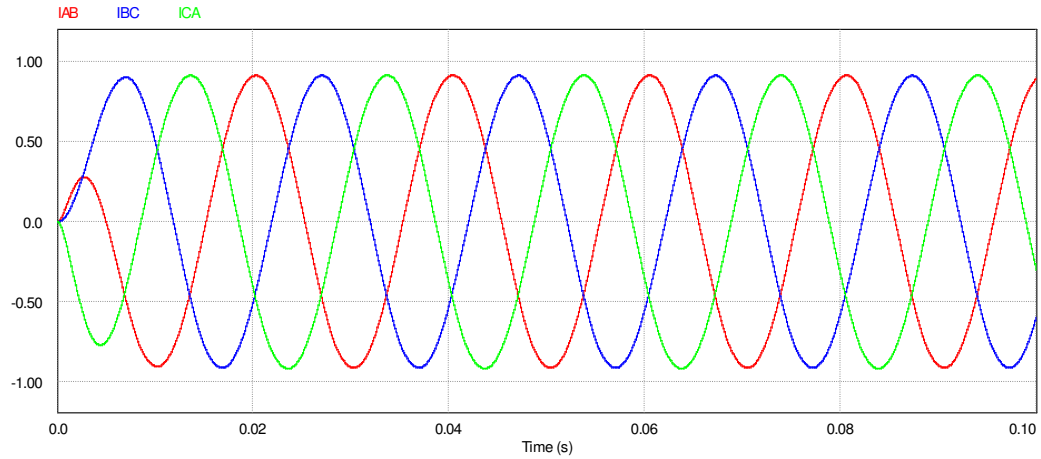


Imagen 4.7. Corrientes de línea.

Las corrientes de fase son iguales pero desfasadas 30° y amplificadas $\sqrt{3}$ veces por lo que no es necesaria su representación.

Representación de la potencia suministrada a la carga:

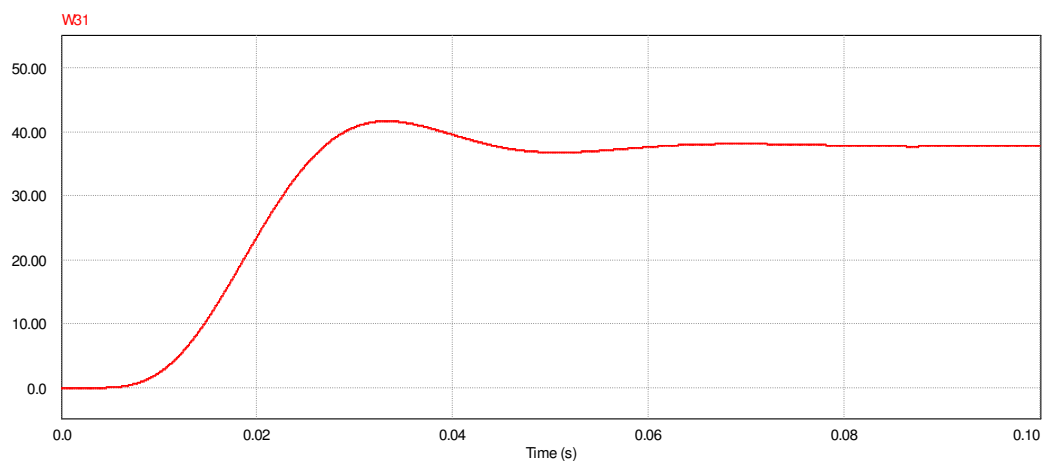


Imagen 4.8. Potencia suministrada.

El valor en el que se estabiliza la potencia es 38.16 W.

En conjunto se puede decir que los resultados obtenidos en este caso son cercanos a los cálculos matemáticos realizados.

4.3 Simulaciones en lazo cerrado

Este caso corresponde a las simulaciones obtenidas como resultado de la implementación y utilización del circuito de control diseñado anteriormente.

El circuito de PSIM que representa al inversor es el mismo que en el caso anterior y el circuito de MATLAB utilizado es el siguiente:

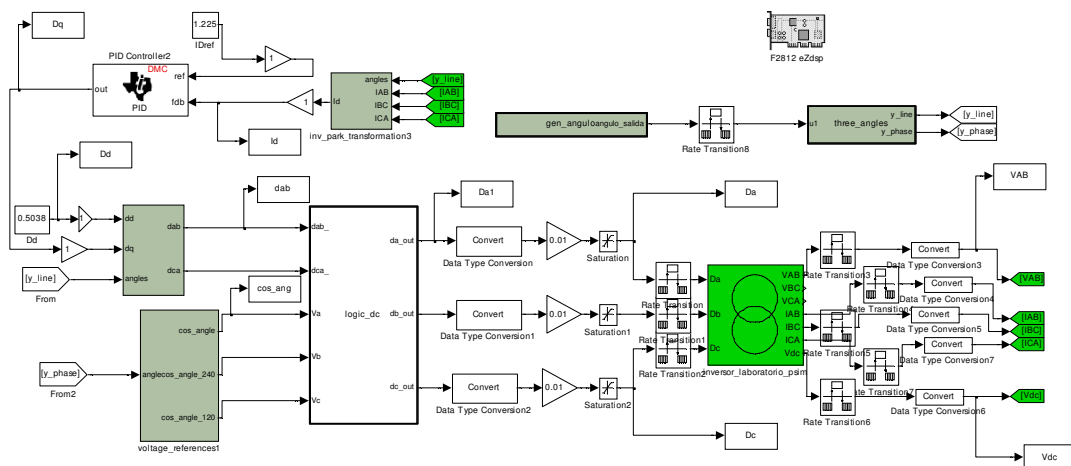


Imagen 4.9. Circuito de control en Simulink.

Resultado obtenido de los ciclos de trabajo proporcionados por el circuito de MATLAB al inversor de PSIM en coordenadas abc:

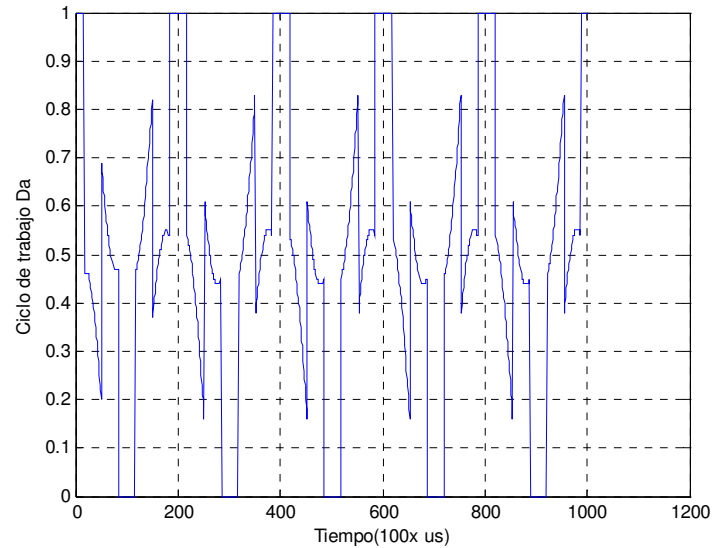


Imagen 4.10. Ciclo de trabajo Da.

Es importante destacar que el ciclo de trabajo aplicado a los IGBT's en lazo cerrado es el mismo que en lazo abierto como se puede apreciar observando la Imagen 4.3.

La primera simulación corresponde a las tensiones y corrientes de línea en ejes abc:

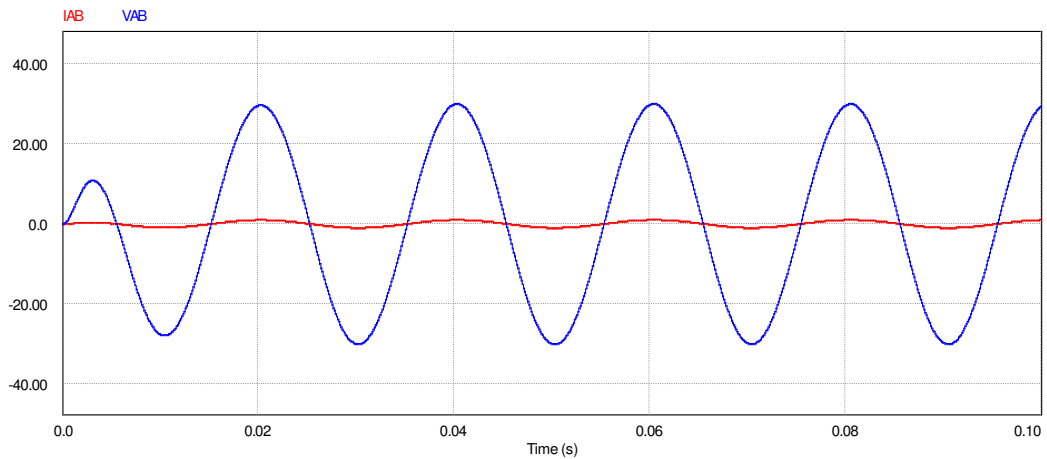


Imagen 4.11. Tensión y corriente en la línea AB.

La tensión alcanza un valor de pico de 30.01V y la corriente de 1.00A lo que indica que en este caso estamos casi en un estado óptimo de funcionamiento gracias al control. El comportamiento cumple a la perfección con las expectativas.

Se comprueba que la tensión y la corriente de línea están en fase con el mismo método que en lazo abierto:

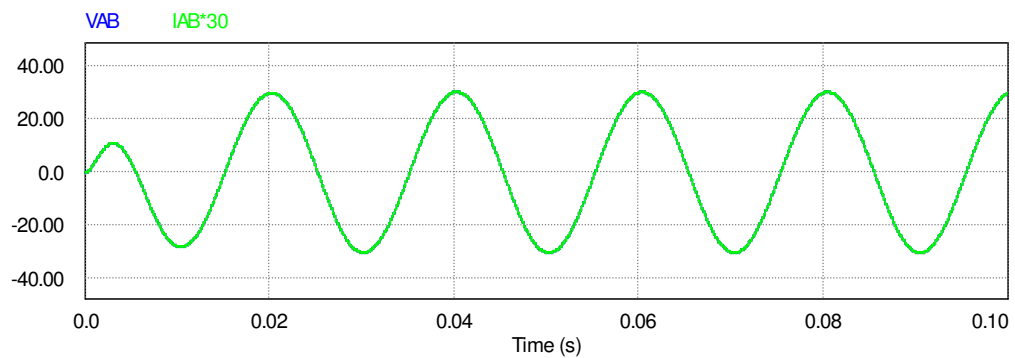


Imagen 4.12. Tensión de línea y corriente amplificada.

Los valores de pico son prácticamente exactos en los tres casos ya que $v_{BC_p} = 29.96V$, $i_{BC_p} = 0.99A$, $v_{CA_p} = 29.99V$ y $i_{CA_p} = 0.99A$

Representación conjunta de todas las tensiones de línea para comprobar que el sistema resultante es perfectamente trifásico:

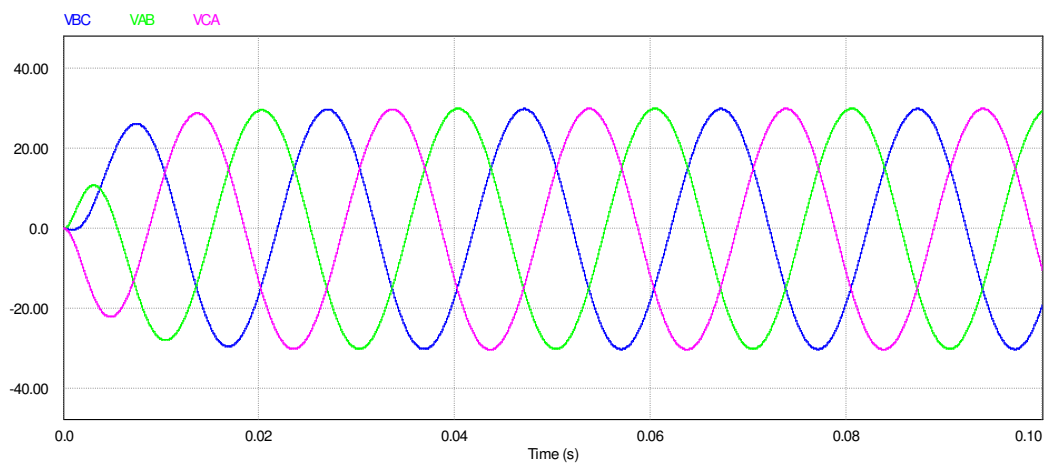


Imagen 4.13. Tensiones de línea.

Representación de las corrientes de línea:

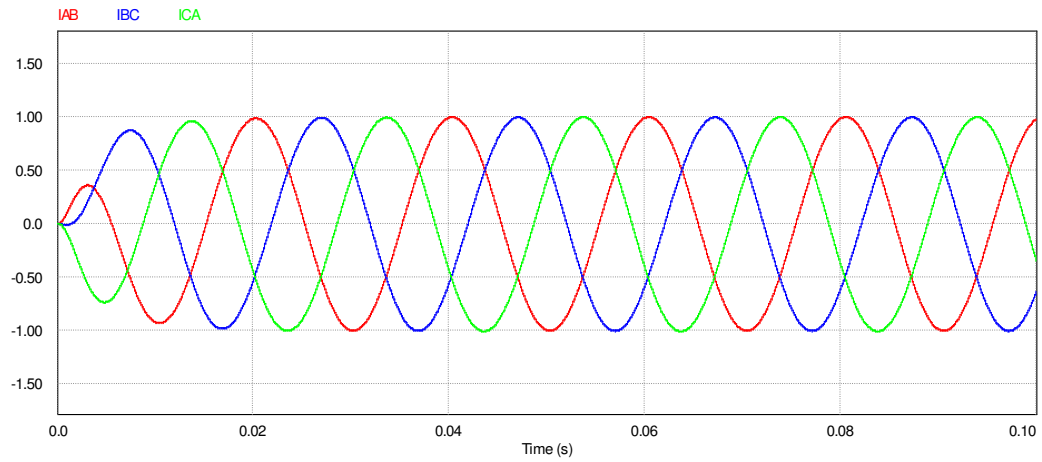


Imagen 4.14. Corrientes de línea.

Potencia suministrada a la carga:

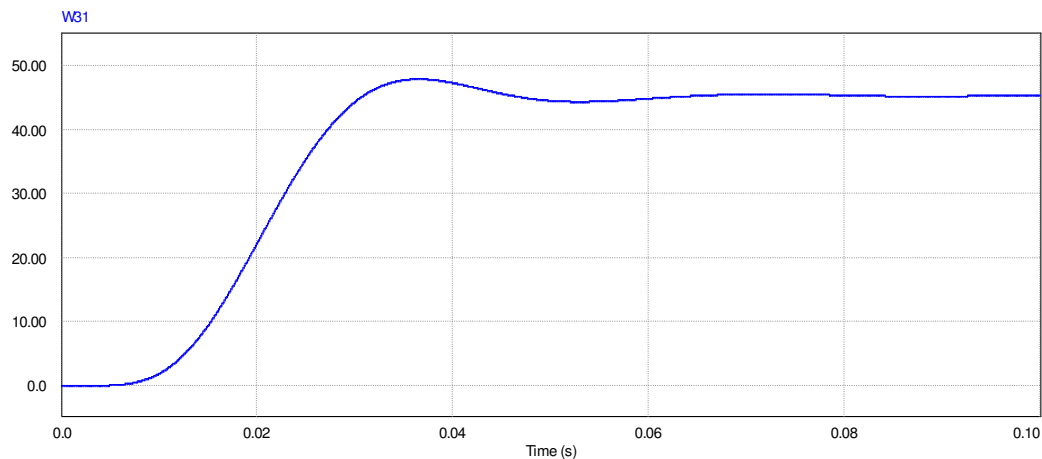


Imagen 4.15. Potencia suministrada a la carga.

El valor de la potencia se estabiliza 45.57w. A continuación se justifica la obtención de este valor:

Teniendo en cuenta que los valores eficaces de las corrientes de línea son

$$i_{AB} = i_{BC} = i_{CA} = \frac{1}{\sqrt{2}} A$$

La potencia consumida por una carga resistiva conectada en estrella es

$$P = 3 \cdot R \cdot I^2 \Rightarrow P = 3 \cdot 30 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 \Rightarrow \boxed{P = 45W}$$

Los 0.57W restantes se corresponden con la potencia consumida por la parte resistiva de las bobinas de las líneas.

4.4 Conclusiones

Del resultado de las simulaciones se deduce que el comportamiento del circuito es correcto con el control de corriente i_d actuando sobre D_q manteniendo D_d constante.

El sistema de salida es trifásico equilibrado a partir de una fuente de corriente continua. Se puede decir que los objetivos se han cumplido con el sistema funcionando correctamente. Los valores de D_d y D_q no coinciden exactamente con los obtenidos en las ecuaciones, lo que se debe a que el control los modifica para ajustar los valores mal introducidos en el modelo matemático (debido a malas mediciones o simplificaciones) como resistencias de pérdidas o parásitas.



5 PUESTA EN MARCHA EN EL LABORATORIO

5.1 Introducción

Se procede al montaje físico del circuito del inversor mediante resistencias reales de 30Ω conectadas en triángulo, condensadores de $30\mu\text{F}$ también conectadas en triángulo, bobinas de 20mH conectadas en serie con cada una de las fases, una fuente de continua ajustada para proporcionar 60v y la tarjeta eZDSP320F2812 que generará los pulsos PWM que dispararán los IGBT's.

El software utilizado para la programación de la tarjeta ha sido el Code Composer Studio y el MATLAB Simulink.

Se tomarán medidas de tensión y de corriente en el circuito mediante sondas de alta tensión conectadas al osciloscopio.

La finalidad del montaje y sus medidas es establecer las comparaciones entre el comportamiento real del circuito, la información obtenida mediante las simulaciones y los cálculos matemáticos realizados.

5.2 Circuito del laboratorio

A continuación se presenta el montaje físico del circuito del inversor.

La primera imagen corresponde al montaje en serie de las inductancias de 20mH con cada una de las fases del inversor:

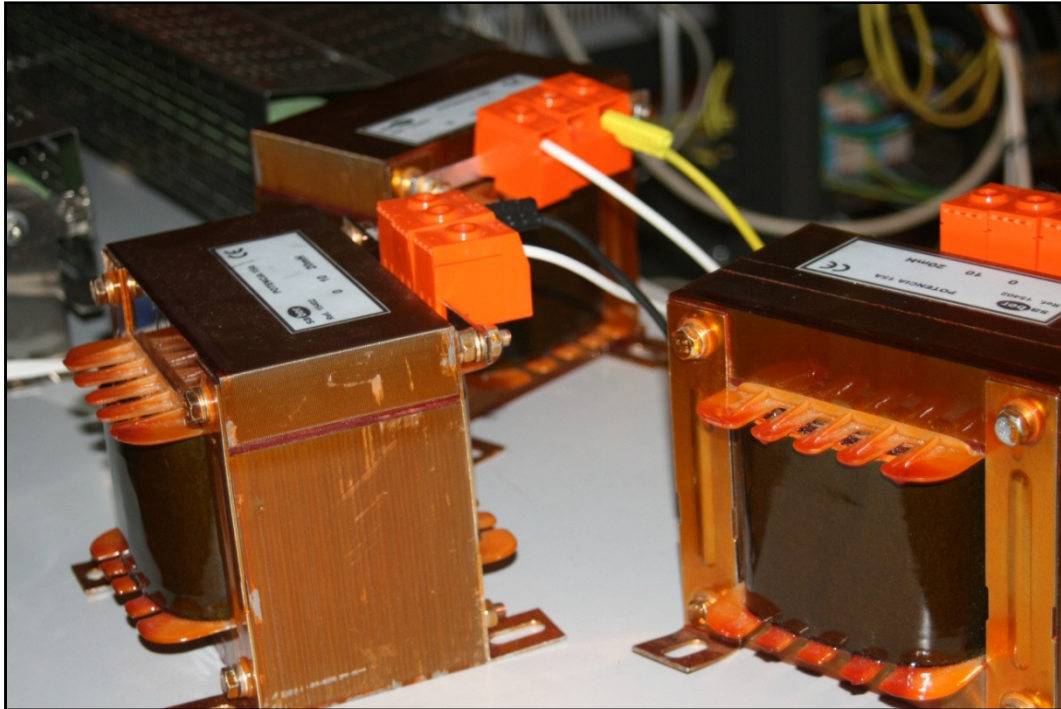


Imagen 5.1. Inductancias conectadas en triángulo.

La siguiente imagen representa el montaje en triángulo de las resistencias de 30Ω . En dichas resistencias se toma la medida de tensión de línea a través de una sonda de alta tensión conectada al osciloscopio:

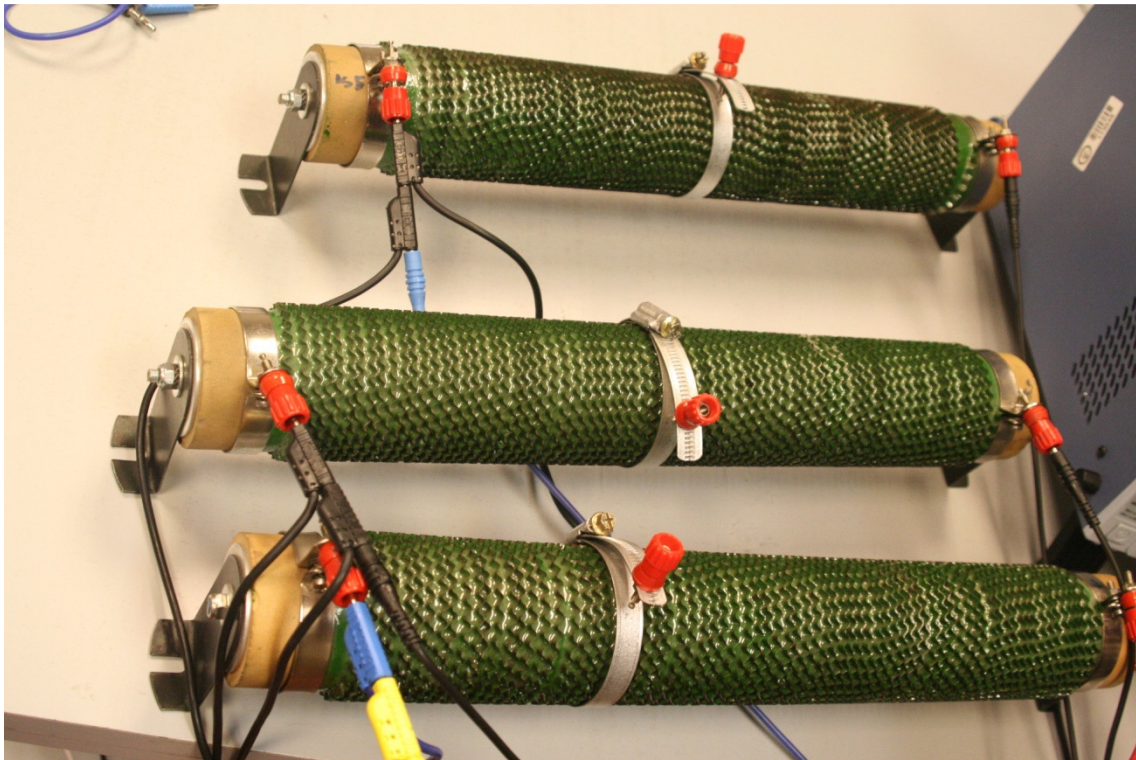


Imagen 5.2. Carga resistiva conectada en triángulo.

La siguiente imagen contiene integrados en una caja el grupo de IGBT'S, los condensadores conectados en triángulo, los puntos de conexión a la fuente de tensión continua y la sonda de alta tensión de medida de corriente de línea:

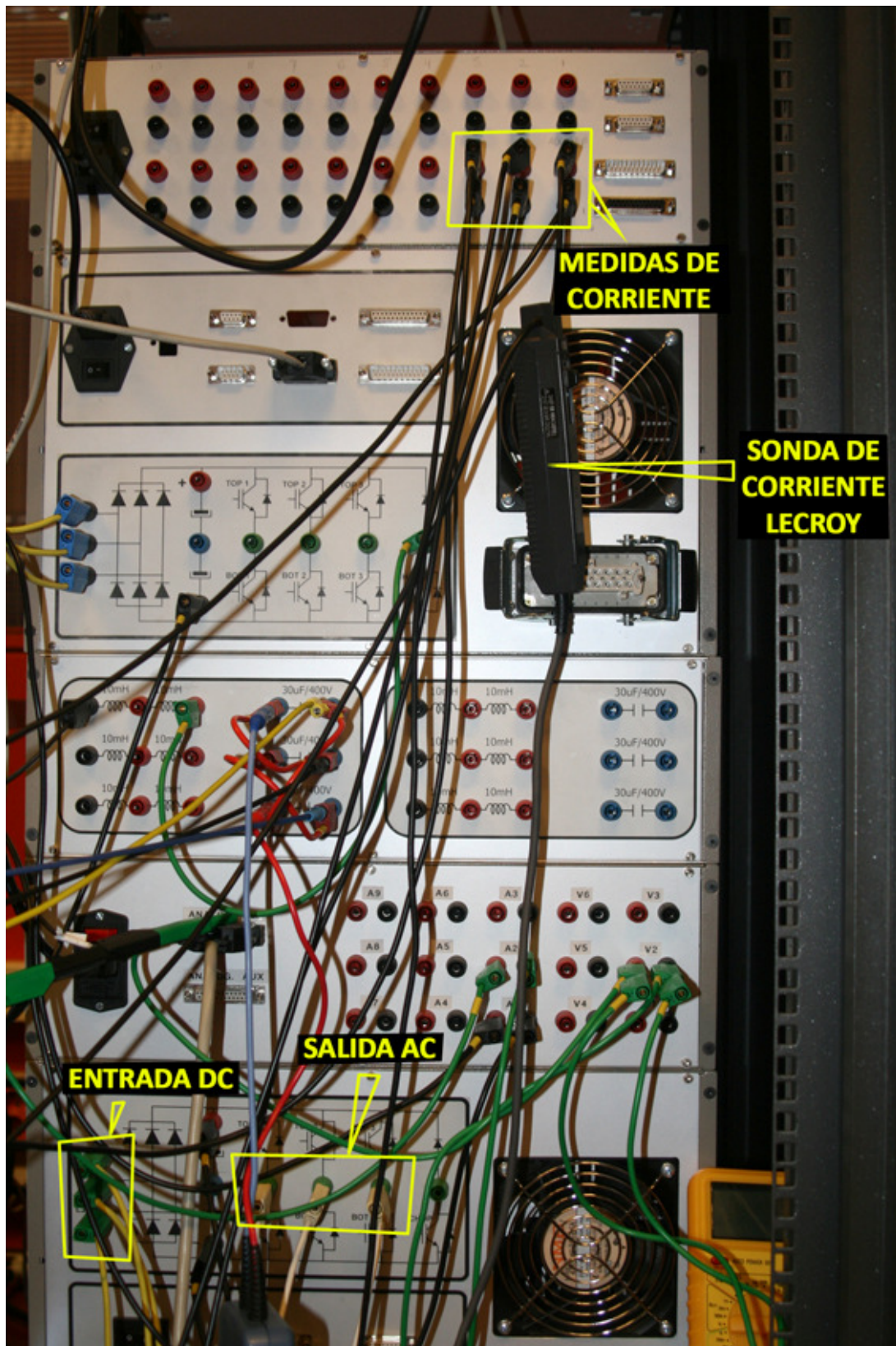


Imagen 5.3. Conjunto de IGBTs, conectores y capacitancias.

La tarjeta DSP TMS320F2812 permite leer entradas analógicas, procesarlas de forma digital y obtener hasta seis pares de señales PWM de salida para el control de los convertidores.

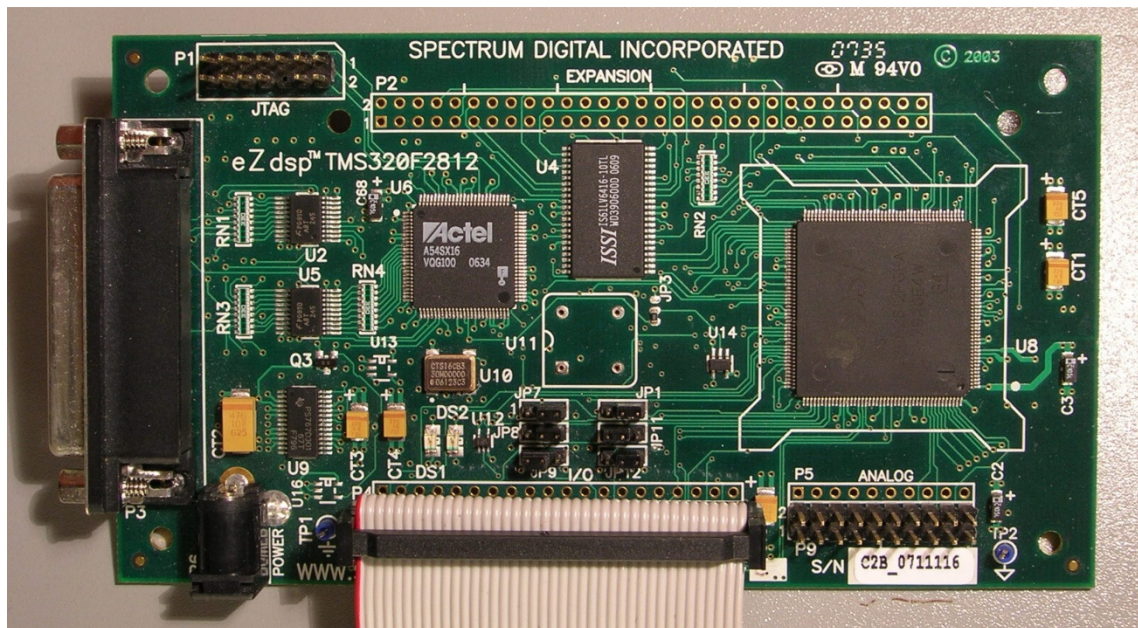


Imagen 5.4. DSP f2812.

La siguiente imagen corresponde al interfaz del programa Code Composer Studio durante la ejecución del programa que pone en funcionamiento el inversor:

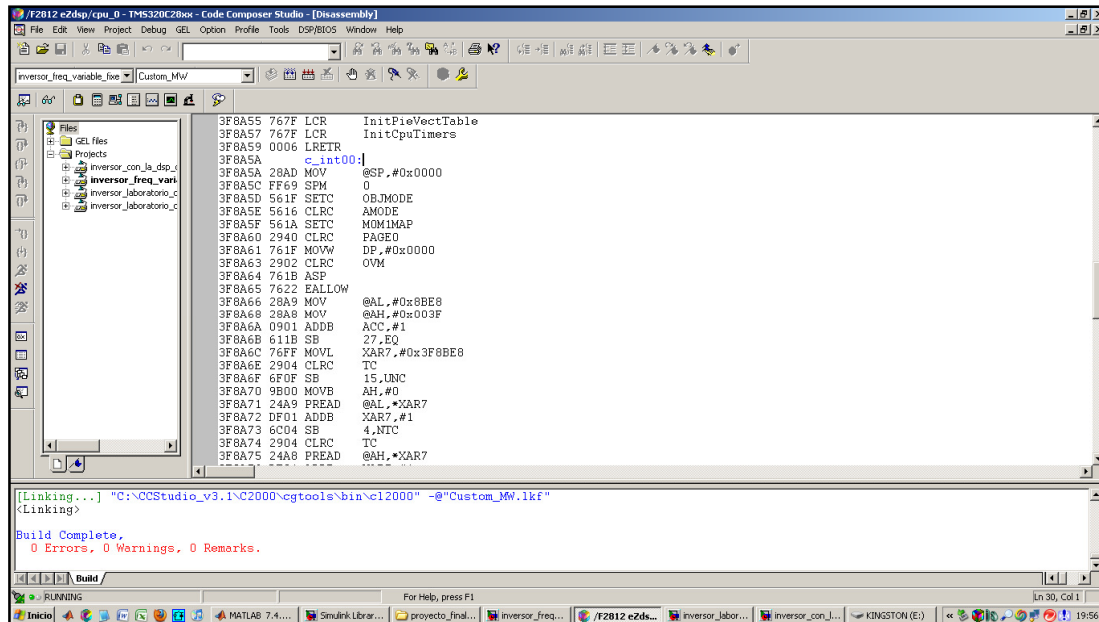


Imagen 5.5. Representación de la ejecución del Code Composer Studio.

La fuente utilizada para generar la tensión continua es una ELGAR SW5250M.



Imagen 5.6. Fuente de tensión continua.

5.3 Circuitos de MATLAB

Para que se pueda llevar a cabo la puesta en marcha entre el Code Composer Studio que proporciona la señal de los disparos y el propio circuito físico utilizamos un circuito de acondicionamiento diseñado en MATLAB. Este programa también es necesario para activar la función de generación de PWM's en la DSP, lo cual podría haberse programado directamente en C en el Code Composer Studio o mediante un bloque especial en MATLAB que lo activa directamente.

Se utilizarán tres circuitos distintos en MATLAB: El primer circuito hace funcionar el inversor en lazo abierto con ciclos de trabajo constantes y frecuencia de 50Hz. El segundo contiene un control que permita regular el valor de las tensiones de línea en caso de perturbaciones en la corriente de entrada.

En el tercero se trabajará con una frecuencia variable que simulará el caso en que estemos conectados a un motor.

5.3.1 Frecuencia constante

A continuación el circuito de MATLAB en lazo abierto con frecuencia constante:

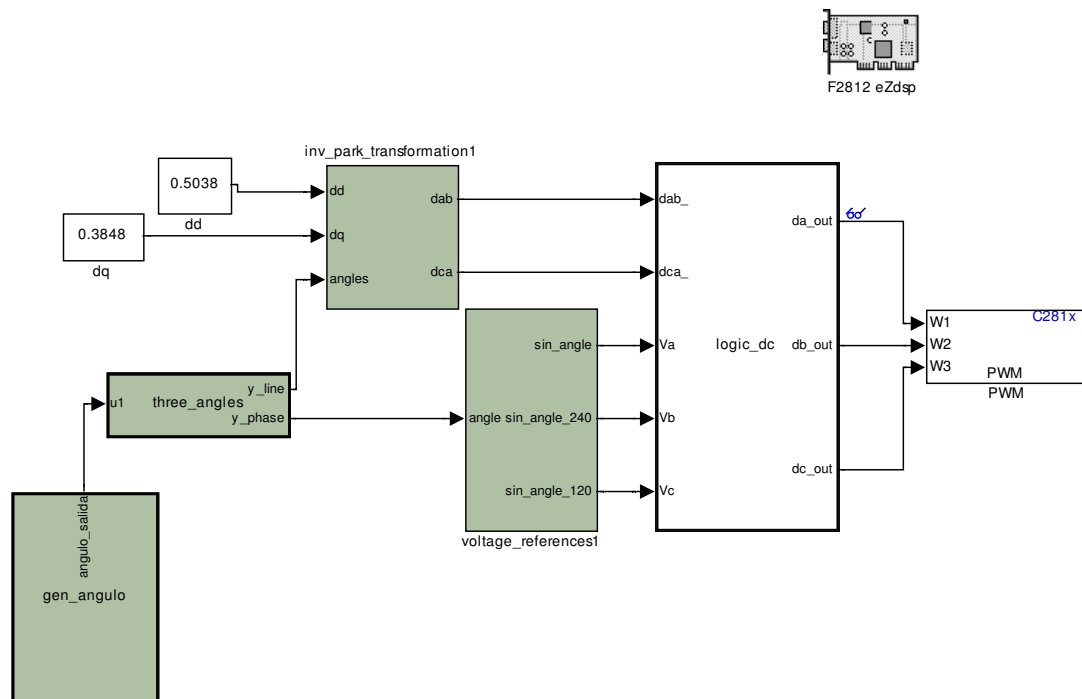


Imagen 5.7. Circuito con ciclos de trabajo constantes.

El resultado obtenido en el osciloscopio tras la ejecución del circuito es el siguiente:

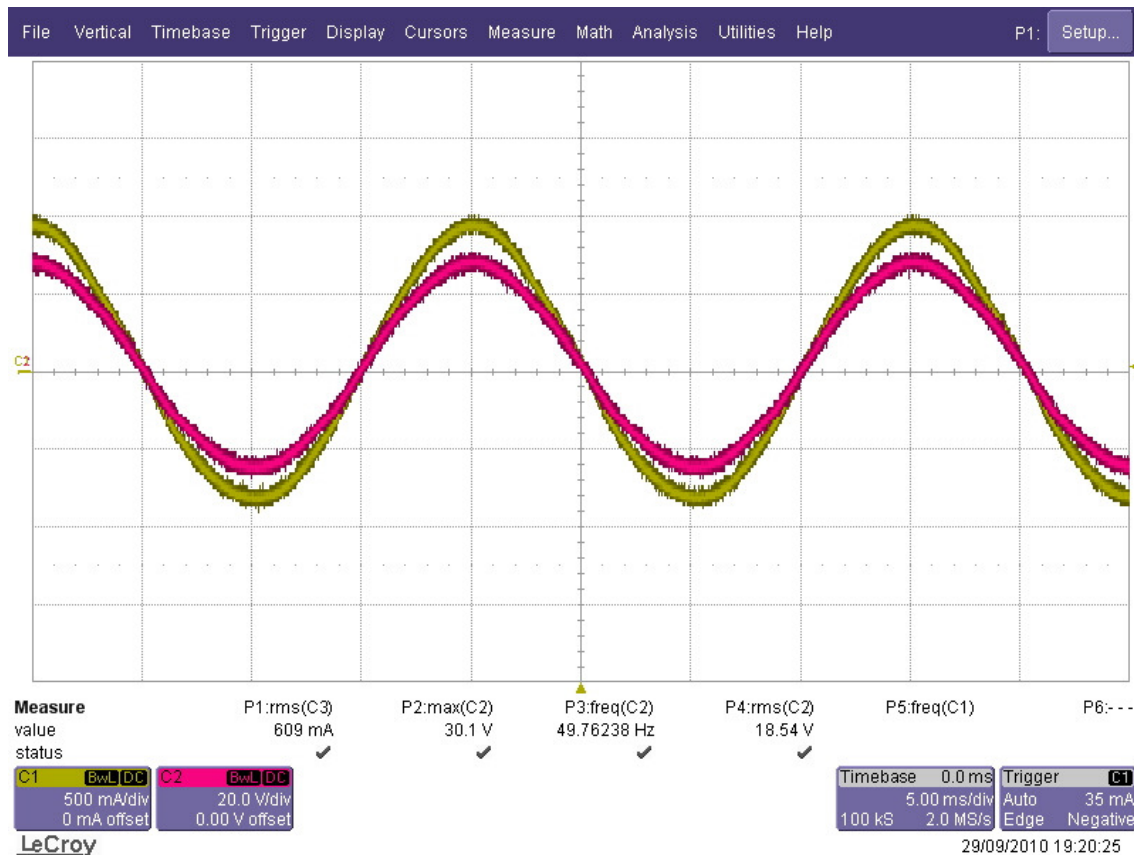


Imagen 5.8. Representación en el osciloscopio de la tensión y la corriente en la resistencia AB.

Una vez más, los ciclos de trabajo proporcionados son los calculados para obtener a la salida una tensión de línea de 30V. El valor de pico de la tensión de línea es de 30.1V. También se observa el valor rms de las señales.

El siguiente es el circuito en lazo cerrado con frecuencia constante de 50Hz:

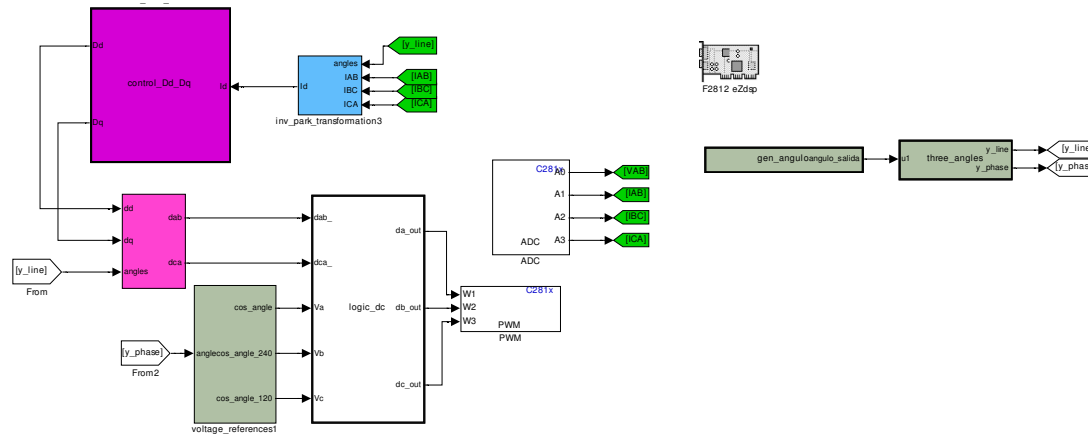


Imagen 5.9. Circuito de control de Simulink.

El control utilizado en este caso consiste en tomar la medida de la tensión y la corriente de línea con las sondas de alta tensión, recibir la información a través de la DSP mediante MATLAB, transformar esas medidas en ejes dq e introducir esa corriente en un bloque cuyo código permita variar los ciclos de trabajo en función de la entrada.

A continuación se muestran los valores medidos con las sondas mientras se varía el valor de la tensión de entrada. El primero muestra el momento en que la tensión V_{dc} es algo inferior a 60V, lo que implicará que $i_{dc} < 1.225A$. Por lo tanto el valor de la tensión de línea ha de ser 28V, según las consignas especificadas dentro del bloque “Control_Dd_Dq”:

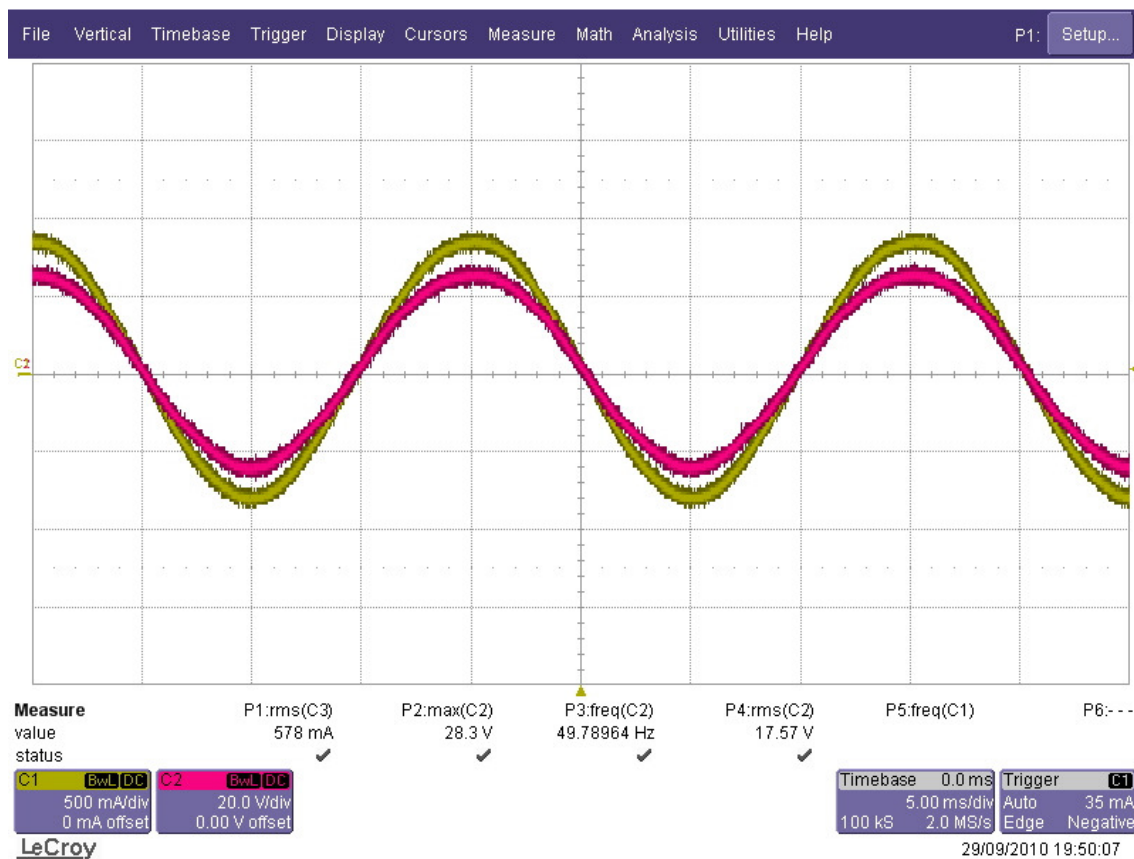


Imagen 5.10. Tensión y corriente de línea.

La siguiente representa el momento en que $V_{dc} > 60V$, lo que implica una $i_{dc} > 1.225A$. En este caso la tensión de línea ha de tener un valor de 33V :

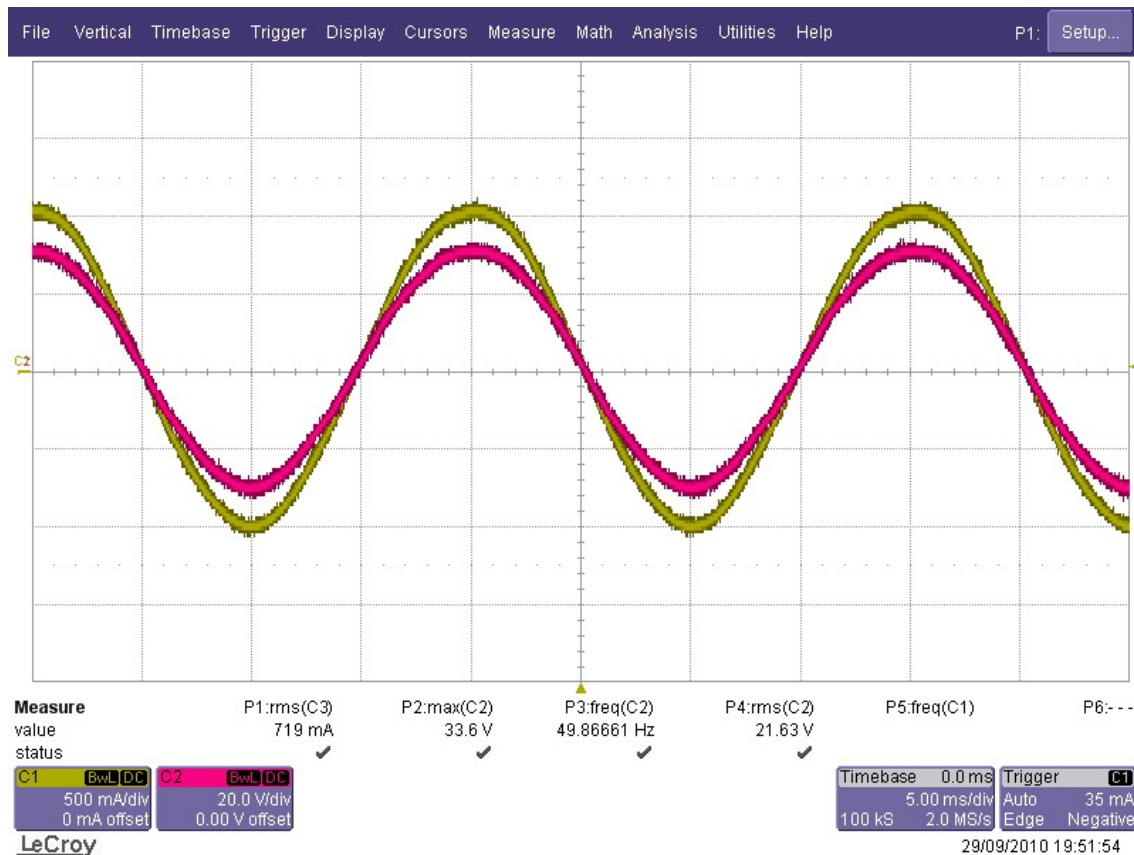


Imagen 5.11. Tensión y corriente de línea.

Como se ha observado, el funcionamiento del circuito cumple a la perfección con las expectativas para las cuales se diseñó.

La siguiente representación muestra el desfase de 120° entre las corrientes de línea cuando la tensión era aproximadamente de 28V (la tensión que indica el osciloscopio corresponde a $v_{AB_{rms}}$):

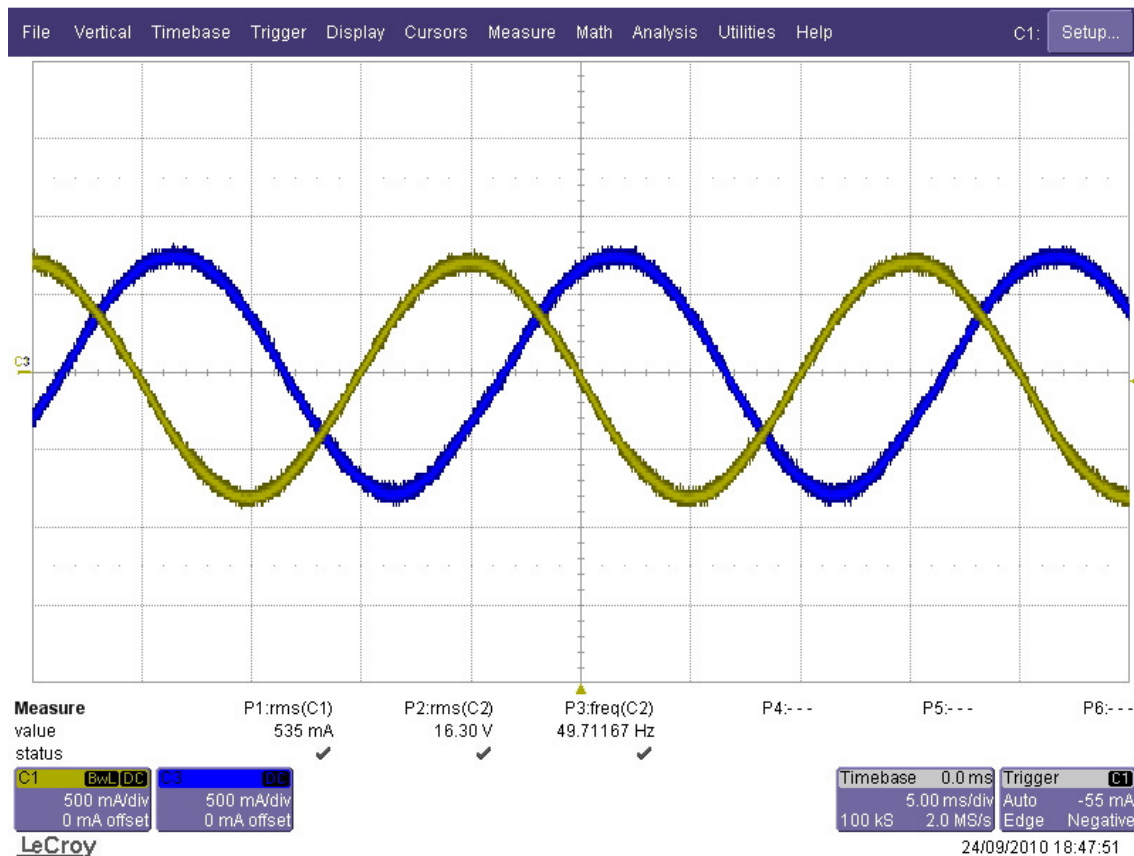


Imagen 5.12. Desfase entre las corrientes de línea.

Lo mismo se cumple en el caso de tensión de línea de 33V. Una vez más se cumple que la tensión y la corriente de línea están en fase.

5.3.2 Frecuencia variable

Como ya se ha mencionado, el objetivo de esta parte consiste en poner en funcionamiento el sistema e intentar controlarlo en condiciones distintas a las anteriores que conllevan una frecuencia variable.

El primer paso para el diseño de este circuito consiste en generar una ω variable que será resultado de multiplicar 2π por una frecuencia que varía en función del tiempo siguiendo una forma triangular del siguiente modo: el valor mínimo de la frecuencia en el instante 0 es de 5Hz. A los 5 segundos llega a su valor más alto y a los 10 segundos vuelve a su valor mínimo.

El circuito que genera esa ω es el siguiente:

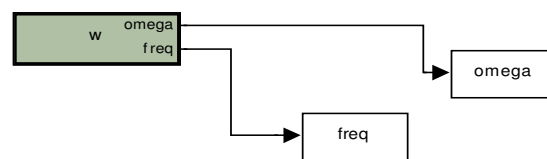


Imagen 5.13. Circuito generador de ω variable.

El bloque “ ω ” contiene la programación necesaria que genera la onda triangular antes explicada.

Y la ω y frecuencia obtenidas son:

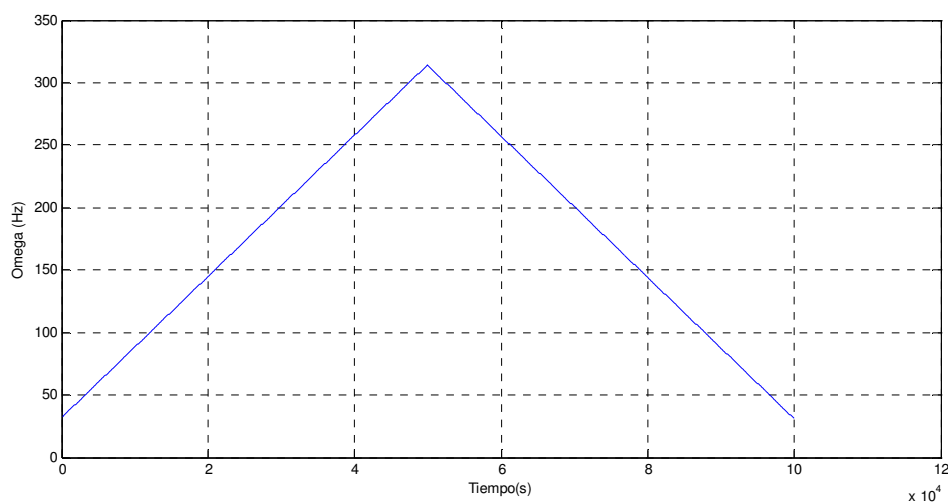


Imagen 5.14. Representación de la omega variable resultante.

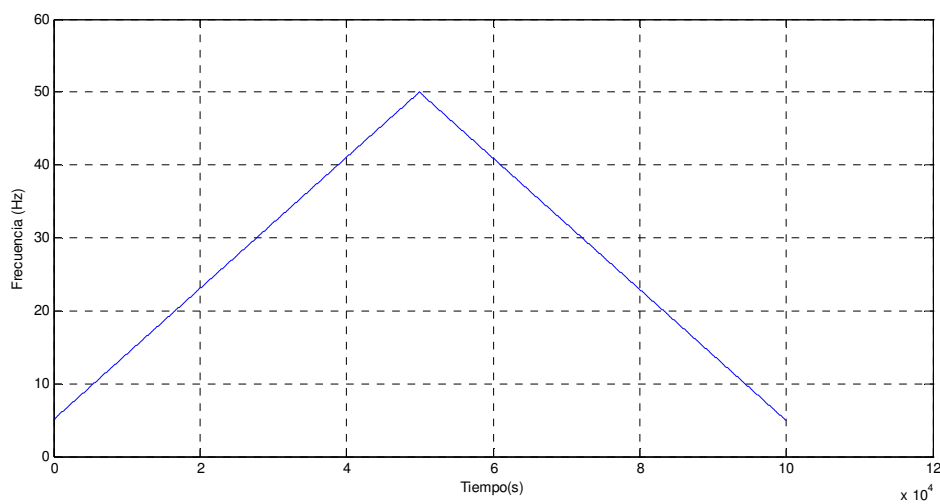


Imagen 5.15. Representación de la frecuencia variable resultante.

Se calcula el valor del ángulo correspondiente a la ω variable anterior y a partir de él obtengo sus componentes de línea y fase, necesarios para conocer el ángulo exacto de la onda de la tensión de red. Se implementa con el siguiente circuito:

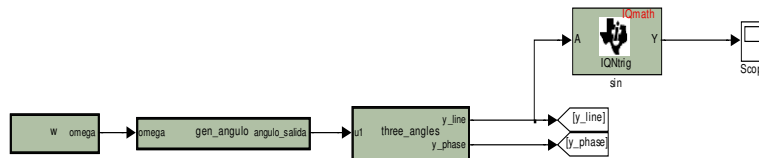


Imagen 5.16. Circuito generador de ángulo de frecuencia variable.

Utilizando los ángulos de línea calculados, y mediante la transformada de Park, saco los ciclos de trabajo en coordenadas abc.

Utilizamos los ángulos de fase variables según la frecuencia para situar correctamente las tensiones de fase.

Para sacar los ciclos de trabajo de cada rama aplicamos el criterio de disparos mínimos. Para ello tenemos en cuenta el signo de cada tensión de fase. En caso de que una de las tensiones sea positiva y las otras 2 sean negativas el ciclo de trabajo será 1 y en caso de que 2 de ellas sean positivas y una negativa el ciclo de trabajo será 0. Solo con esto ya se pueden sacar el resto de ciclos de trabajo. Para poder trabajar con la DSP se multiplica el valor de estos ciclos de trabajo por 100 y así estaremos trabajando en porcentajes.

Es necesario también un bloque que obtenga los ciclos de trabajo D_d y D_q . Como el único que está en función de ω es D_q , este quedará variable mientras que D_d permanecerá constante a distintas frecuencias. El circuito siguiente contiene todo lo necesario para implementar todos los bloques antes explicados:

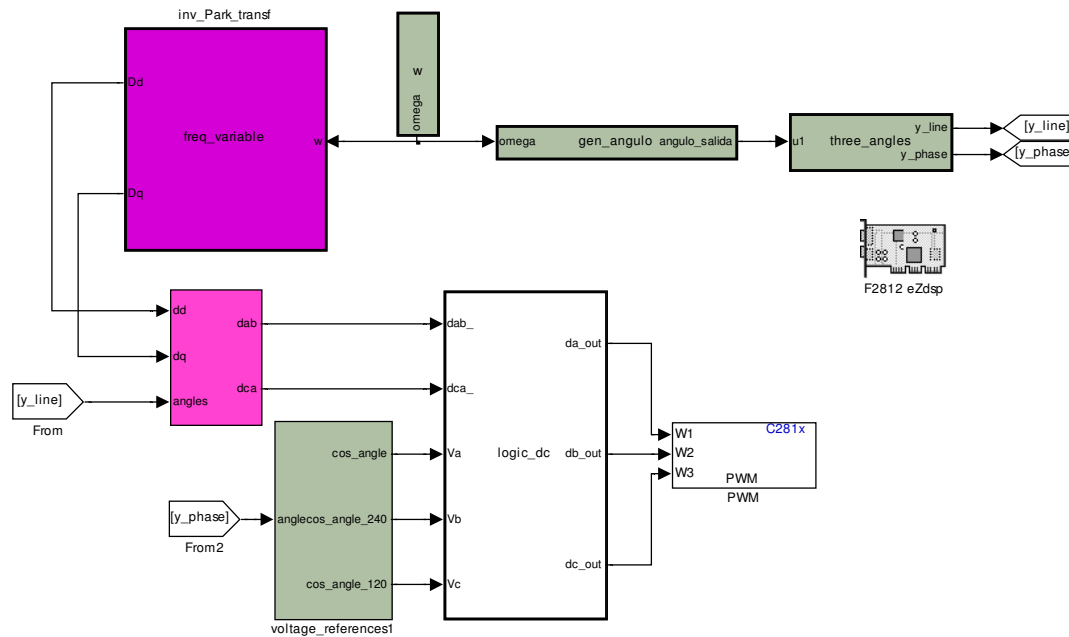


Imagen 5.17. Circuito generador de sinusoidal de salida con frecuencia variable.

Los resultados obtenidos en este caso no pueden ser presentados mediante imagen ya que se trata de una onda sinusoidal de valor de pico 30V, que irá variando su frecuencia en función del tiempo.

El video obtenido de los resultados del osciloscopio se presentará durante la defensa del proyecto.

Si se puede ver en cambio el resultado de los disparos que se están suministrando a los IGBT's desde la DSP:

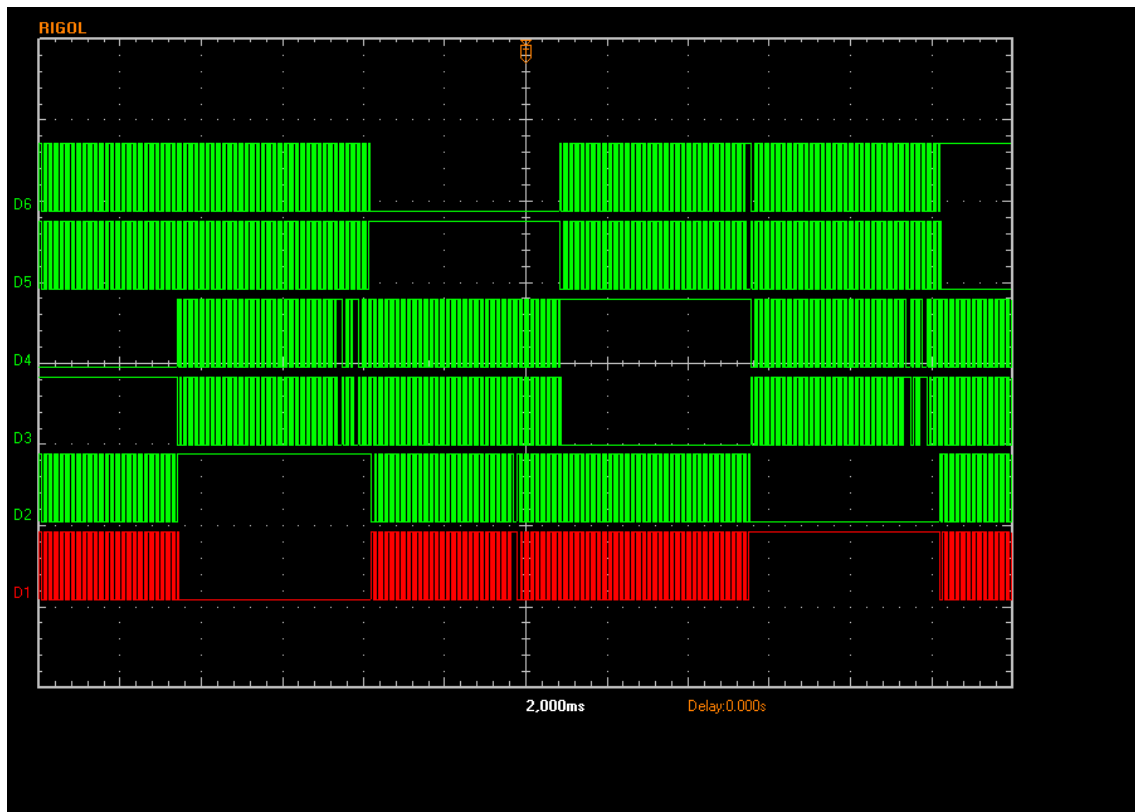


Imagen 5.18. Disparos suministrados a los IGBTs.

Se aprecia como los disparos de cada fase son contrarios si se tiene en cuenta que los disparos mostrados en distinto color con el nombre D1 corresponden al IGBT1, y así en orden ascendente de forma correlativa.

6 CONCLUSIONES

El objetivo del presente proyecto consistía principalmente en la puesta en marcha de un inversor en puente completo con carga resistiva conectada en triángulo.

Para llevarlo a cabo, el primer estudio, y en el que más tiempo se ha empleado, consiste en la puesta en funcionamiento de la tarjeta procesadora de señales digitales DSP TMS320F2812 de Texas Instruments.

El estudio de su funcionamiento es necesario a través del programa Code Composer Studio y abarca:

- Aprendizaje del modo de asignación de valores binarios a cada uno de los registros de la tarjeta en función de la configuración deseada para los timer, las PWM, etc.
- La reubicación y diseño de su memoria interna según el lugar en que se deseen ubicar los programas diseñados
- Diseño de programas sencillos directamente en la tarjeta sin intermediación de otros circuitos como los de SIMUNLINK o PSIM, que permitan a la tarjeta realizar funciones tales como la generación de melodías mediante la generación de sonidos a distintas frecuencias, o el encendido dinámico de led según una secuencia deseada.

El objetivo de este aprendizaje es familiarizarse con el Code Composer Studio, entender el funcionamiento de la DSP TMS320F2812 y poder realizar programas y modificarlos directamente en la ventana de programación.

Otra parte importante respecto a la DSP F2812 es controlar el manejo de las distintas posibilidades que ofrece el Code Composer Studio durante la ejecución, que permite la representación de variables, observar la evolución de los valores en tiempo de ejecución, etc.

Una vez controlado el manejo de la DSP se procede al modelado matemático del inversor que permita la obtención de las ecuaciones representativas del circuito en función

de los ciclos de trabajo en coordenadas $dq0$ con la finalidad de comparar los resultados matemáticos con el comportamiento del circuito real y las simulaciones.

A continuación se lleva a cabo el diseño del circuito de PSIM que representa el inversor y el circuito de SIMULINK que proporcionará los ciclos de trabajo constantes en ejes $dq0$ calculados en el apartado matemático. De aquí se obtiene la primera conclusión que indica que la obtención de las ecuaciones de los ciclos de trabajo es correcta ya que en la simulación se obtiene el valor de la tensión de línea deseada y en función de la cual se calcularon los ciclos de trabajo.

El siguiente paso es el diseño de un control de corriente para el circuito de simulación llevado a cabo con SIMULINK. En este caso se obtienen resultados aun más favorables que en caso de proporcionar ciclos de trabajo constantes. Por lo que el control de corriente es válido para situaciones poco complicadas que no impliquen nada más que variaciones en la corriente, debido a su sencillez.

Los siguientes estudios se desarrollan con el circuito real de inversor montado en el laboratorio. En este caso también se comprueba que suministrando los ciclos de trabajo hallados se obtiene en las resistencias de carga, la tensión de línea calculada. De aquí se concluye que los resultados obtenidos tanto en simulación como en la realidad coinciden con lo calculado en el modelado matemático, lo que indica que las ecuaciones obtenidas son correctas y que se están realizando correctamente los circuitos.

El último caso presenta la posibilidad del funcionamiento del circuito real con frecuencia variable. Se simula con la generación de una ω dinámica, que equivaldría a la posibilidad de una conexión a un motor variable.



7 TRABAJOS FUTUROS

La principal vía de investigación futura de este sistema ha de ser el diseño y la implementación de un control más amplio y complejo, como ya se mencionó en capítulos anteriores, que sea capaz de regular de manera independiente las variables más importantes influyentes en los ciclos de trabajo. Su fin será obtener unos resultados completamente estables ante distintos tipos de perturbaciones externas.

Otra de las futuras vías de investigación será el control de la potencia reactiva.

Queda pendiente la conexión del inversor a la red o a un motor. La conexión a la red serviría para generación eólica o solar fotovoltaica, o para la compensación de reactiva en un STATCOM.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Y. Sumi, Y. Harumoto, etc., "New static var control using commutated invertir", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems vol. PAS-100, No.9, Sept. 1981.
- [2] Kolar, J.W.; Zach, F.C. "A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high power telecommunications rectifiers modules", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, IEEE, Aug. 1997. P.456-67.
- [3] S. Tepper, J. Dixon, G. Venegas and L. Moran, "A simple frequency independent method for calculating the reactive and harmonic current in nonlinear load", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 46, pp.647-654, Dec. 1996.
- [4] Z. Yang, C. Shen, L. Zhang, M.L. Crow, "Integration of a StatCom and battery energy storage", IEEE Trans. on Power Systems col. 16, No.2, May 2001.
- [5] http://www.atals.com/newtic/svc_stat1.htm
- [6] K. Ma Smedley, "Control Art of Switching Converters", Ph. D. thesis, California Institute of Technology, 1991.
- [7] Zheren Lai; Smedley, K.M., "A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers base on the general pulse-width modulator," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13 (no.3), IEEE, May 1998. P.501-10.
- [8] Smedley, K.M.; Zhou, L.; Qiao, C., "Unified constant-frequency integration control of active power filters-steady-state and dynamics," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13 (no.3), IEEE, May 1998. P.501-10.
- [9] C. Qiao and K. Smedley, "A General Three-Phase PFC Controller for Rectifiers with a Parallel Connected Duel Boost Topology," IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, October 2-7, 1999.



- [10] Chongming Qiao, Taotao Jin, and Smedley, K.M. "Unified Constant-frequency Integration Control of Three-phase Active-Power-Filter with Vector Operation", PESC'2001, Vancouver, Canada, June, 2001.
- [11] Taotao Jin, Xiaofan Chen, and Keyue Smedley, "A New One-Cycle Controlled FACTS Element with the Function of STATCOM and Active Power Filter". IECON'2003, Roanoke, Virginia, USA, October, 2003.
- [12] C. Qiao and K. Smedley, "Unified Constant-Frequency Control of Grid Connected Inverters", IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Oct. 2001.
- [13] K. K. Sen, "STATCOM – STATic synchronous COMPensator: Theory, Modeling, and Applications." IEEE Transactions on Power Delivery, pp. 1177-1183, 1998.
- [14] H. F. Wang, "Modeling STATCOM into power systems." Paper BPT99-025-44, IEEE Power Tech'99 Conference, Budapest, Hungary.
- [15] H. F. Wang, "Applications of Dampin Torque Analysis to STATCOM Control", Electrical Power and Energy Systems, Vol. 22, pp. 197-204, 2000.
- [16] C. D. Schauder and H. Mehta, "Vector analysis and control of advanced static var compensators", IEE Proc.-C, vol. 140, no. 4, pp. 299-306, 1993.
- [17] Y. H. Song and A. T. Johns, "Flexible AC Transmission Systems (FACTS)", The Institution of Electrical Engineers, 1999.

ANEXO: CARACTERÍSTICAS DE LA EZDSP F2812

En cuanto a la comunicación con otros interfaces utilizados, MATLAB tiene enlaces específicos para los DSpace y el F2812 eZDSP en Code Composer Studio para permitir la utilización de esquemas de Simulink que por ejemplo necesiten información de un circuito externo que se estén tomando mediante la F2812.

Hardware

Las características de rendimiento son:

Generation: TMS320F281x Controllers

Clock speed: 150 MHz

Memory: 256 Kb (though expandable up to 1 Mb)

Pulse Width Modulation signals: 16-channels, space vector capability

Analog to Digital-Conversion: 16-channels, 12-bit resolution, 80 ns conversion time

Input/Output-pins: Up to 56

Signal levels: [0, 3.3] V, (0-3 V on ADC-pins)

El DSP está equipado con una placa de desarrollo, la F2812 eZDSP de Spectrum Digital, y está integrado en una estructura metálica, junto con una tarjeta de interfaz. El DSP se conectará al ordenador a través de su puerto paralelo estándar utilizando una interfaz JTAG. Tiene 56 pines de entrada o salida para lectura o escritura de datos, y a algunos pines se les puede asignar funciones especiales como la modulación por ancho de pulso o la conversión analógico-digital.

La F2812 se encarga de estas funciones especiales usando un par de administradores de eventos, EVA y EVB. Los dos EVx son idénticos y ofrecen una gama de funciones que son especialmente interesantes para el control de motores y aplicaciones similares ya que la mayoría de ellos necesitan PWM. En el caso de estudio, como ya se ha mencionado, la función de la PWM es necesaria para generar el disparo de los IGBT'S del inversor.

Cada gestor de eventos está equipado con dos timer independientes, haciendo un total de cuatro. Cada uno de ellos también dispone de ocho formas de PWM, pudiéndose generar simultáneamente seis de ellas como tres pares independientes con desviaciones programables. La salida por defecto de estas señales PWM es de $[0,3]V$

La placa está equipada con 16 canales de conversión analógico-digital, teniendo cada canal una resolución de 12bits y un tiempo de 80ns para la conversión. Por tanto la frecuencia de muestreo máximo es 25MHz. La señal de entrada debe estar entre $[0,3] V$. Sin embargo, la placa de desarrollo disponible en el laboratorio está equipada con una tarjeta a la medida que permite la entrada de señales con un rango de valores más elevado.

Software

El usuario dispone de dos herramientas principales para la programación, mediante programación C en Code Composer Studio o con la utilización de Simulink. En el caso de estudio finalmente se han utilizado circuitos implementados en Simulink que mediante la correspondiente compilación son traducidos automáticamente a programación C para la implementación en la tarjeta.

La siguiente imagen muestra la apariencia del programa Code Composer Studio durante su funcionamiento. La ventana de la izquierda contiene todos los archivos asociados al proyecto: la configuración de las distintas partes de la memoria, el código del programa principal, la configuración de timer y registros necesaria para el funcionamiento deseado, las librerías necesarias para acceder a las funciones especiales y cualquier otra

programación necesaria. La ventana principal contiene la programación incluida en cada archivo. La ventana de salida de la esquina inferior izquierda proporciona los mensajes de errores durante la compilación, “warnings” o el éxito de la compilación del proyecto cargado. Por último la ventana inferior derecha denominada “watch window” muestra la evolución de las variables seleccionadas durante la ejecución del proyecto en tiempo real. Una herramienta muy útil de la “watch window” es que permite representar la evolución de una variable o señal como una función.

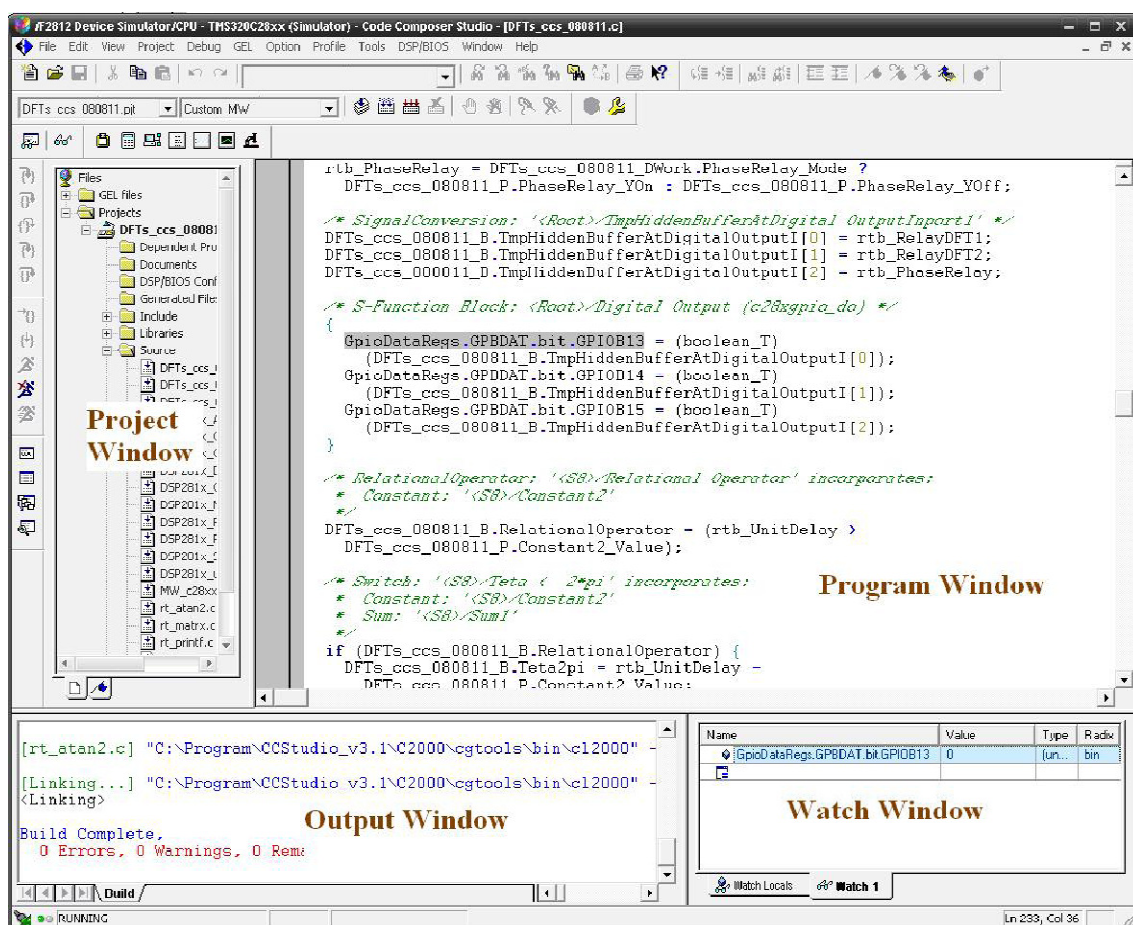


Imagen ANEXO.1. Interfaz del programa Code Composer Studio.



AGRADECIMIENTOS:

A Carlos, por dedicarme todo el tiempo que he necesitado para este proyecto, por asegurarse siempre de que entiendo lo que hago y por hacer tan divertido un año de trabajo.

A Javi, Joaquín y Rubén por haberme aguantado y ayudado en una época de tanto estrés.